

**UNIVERSITÉ DE
SHERBROOKE
Faculté de génie
Département de génie électrique**

**DÉVELOPPEMENT D'UN EXCITATEUR DE
COUPLE IMPULSIONNEL A L'AIDE DE
MOTEURS PILOTÉS PAR DSP**

Mémoire de maîtrise en génie électrique

David MACHETO

Sherbrooke (Québec), CANADA

Mars 2000



**National Library
of Canada**

**Acquisitions and
Bibliographic Services**

**395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada**

**Bibliothèque nationale
du Canada**

**Acquisitions et
services bibliographiques**

**395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada**

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-67309-X

Canada

RESUME

Le projet présenté ici a pour but de développer une méthode capable d'exciter une structure avec une impulsion de couple. En effet, les mobilités de rotation deviennent un paramètre essentiel dans le calcul et le dimensionnement des structures. Or, à moins de disposer d'une excitation en moment pur, on doit se contenter de techniques mathématiques capables d'extraire une estimation de ces paramètres à partir d'excitations combinées en force et en moment. D'où l'intérêt de la méthode développée dans ce projet.

Il s'agit de générer, de part et d'autre d'une plaque, deux impacts symétriques à l'aide de marteaux, afin d'obtenir un couple de forces local. Cela veut dire que les marteaux doivent frapper la structure au même moment et avec la même vitesse. Pour ce faire, on choisit d'entraîner les marteaux avec des moteurs électriques « brushless DC » pilotés par un DSP.

On procède de la façon suivante : on réalise un essai au terme duquel on mesure la force de chaque impact ainsi que le moment auquel il s'est produit. Pour cela, on dispose des signaux de force délivrés par les capteurs qui se trouvent à l'embout de chacun des deux marteaux. Le problème est donc de réaliser l'acquisition des deux signaux de force, de les analyser afin d'en extraire le décalage temporel des impacts et leur niveau de force respectif et de générer deux signaux de commande distincts pour alimenter chacun des deux moteurs.

Ce mémoire décrit aussi une application de la méthode développée à l'étude de la réponse vibratoire d'une plaque simplement appuyée. En particulier, les résultats expérimentaux sont comparés à des résultats théoriques obtenus à partir d'une simulation numérique.

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier M. Bruno Paillard, professeur au département de génie électrique de l'université de Sherbrooke, pour m'avoir accueilli en stage au cours de ces six derniers mois. Il m'a fourni un encadrement de qualité tant au niveau des connaissances qu'il m'a apportées que du matériel qu'il a mis à ma disposition.

Au même titre, je remercie aussi M. Yvan Champoux, professeur au département de génie mécanique, qui m'a permis d'intégrer mon projet dans le cadre de la vibro-acoustique.

De façon plus générale, j'aimerais aussi témoigner ma gratitude à tous les gens du groupe d'acoustique de l'université de Sherbrooke (GAUS) qui m'ont offert l'environnement compétent, disponible, et chaleureux qui me semble une condition indispensable pour mener à bien un projet.

SOMMAIRE

1	INTRODUCTION	1
2	PRÉSENTATION DU PROJET	2
2.1	L'EXCITATION DES STRUCTURES PAR UN MOMENT DE FORCES.....	2
2.1.1	GÉNÉRATION DE MOMENTS DANS UNE STRUCTURE À L' AIDE DE POTS VIBRANTS	2
2.1.2	CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES DE LA MÉTHODE DE TEST DES STRUCTURES PAR IMPACT	4
2.1.3	PRÉSENTATION ET JUSTIFICATION DE LA MÉTHODE UTILISÉE.....	7
2.2	PRÉSENTATION DU MATÉRIEL UTILISÉ.....	9
2.2.1	LE MOTEUR.....	9
2.2.2	LE PROCESSEUR	9
2.2.3	LA CARTE.....	9
2.3	MÉTHODOLOGIE.....	10
2.3.1	L'ORGANISATION DU TRAVAIL.....	10
2.3.2	LE CAHIER DES CHARGES	11
3	REALISATION D'UN IMPACT SUR UNE STRUCTURE..	13
3.1	DÉFINITION DE LA PLATE-FORME EXPÉRIMENTALE	13
3.2	CONCEPTION DU CODE	16
3.2.1	PILOTAGE BASIQUE DU MOTEUR : COMMUTATION DES PHASES PAR LOGICIEL ET SYNCHRONISATION DES OPÉRATIONS	16
3.2.2	COMMUNICATION CARTE-PC ET GESTION DES PÉRIPHÉRIQUES.....	28

3.2.3	MISE EN PLACE DES PARAMÈTRES DE CONTRÔLE	30
-------	--	----

4 GENERATION DE DEUX IMPACTS CONTROLES..... 34

4.1 DÉFINITION DE LA PLATE-FORME EXPÉRIMENTALE 34

4.1.1	EVOLUTION DU SYSTÈME	34
4.1.2	CHOIX ET ACHAT DES CAPTEURS DE FORCE.....	34
4.1.3	RÉALISATION D'UN DEUXIÈME SUPPORT	35
4.1.4	ADAPTATION DU SIGNAL DÉLIVRÉ PAR LES CAPTEURS AUX CARACTÉRISTIQUES DU CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE.....	36
4.1.5	CONNEXION DU DEUXIÈME MOTEUR	37

4.2 ADAPTATION DU CODE..... 39

4.2.1	CONCEPTION DU PILOTAGE DU PONT DE TRANSISTORS ADAPTÉ À LA CONNEXION AVEC DEUX MOTEURS.....	39
4.2.2	MISE EN PLACE DE PARAMÈTRES SÉPARÉS POUR LE CONTRÔLE DE CHACUN DES DEUX MOTEURS	45

4.3 RECHERCHE DES PARAMÈTRES POUR OBTENIR UN MOMENT..... 46

5 MÉTHODE POUR RENDRE LES IMPACTS SYMÉTRIQUES

56

5.1 ANALYSE DES SIGNAUX..... 56

5.1.1	DÉTECTION DES AMPLITUDES	56
5.1.2	DÉTECTION DU DÉCALAGE TEMPOREL	57
5.1.3	ALGORITHME DE GÉNÉRATION D'UNE NOUVELLE COMMANDE	57

5.2 MISE EN PLACE PRATIQUE DE LA MÉTHODE..... 59

5.2.1	ÉTAPES SUCCESSIVES DE CORRECTION DE LA COMMANDE	59
5.2.2	CHOIX DES CRITÈRES APPLIQUÉS.....	59
5.2.3	DÉRIVE DU COMPORTEMENT VIS À VIS DES CORRECTIONS	59
5.2.4	DOUBLES IMPACTS RÉCURRENTS	66

6 AUTOMATISATION DU PROCESSUS 72

6.1	CALCUL D'ERREUR	72
6.1.1	DÉTERMINATION DE LA FORCE DES IMPACTS	72
6.1.2	CALCUL DU DÉCALAGE TEMPOREL.....	75
6.2	GÉNÉRATION D'UNE NOUVELLE COMMANDE.....	76
6.2.1	NOUVEAU RAPPORT CYCLIQUE	76
6.2.2	NOUVEAUX PARAMÈTRES TEMPORELS	77
6.3	INTÉGRATION.....	77
6.3.1	PROBLÈMES DE SIGNES ET D'OVERFLOWS.....	77
6.3.2	INTÉGRATION AU DÉROULEMENT DU CODE.....	78
6.3.3	PARAMÈTRES DE CONTRÔLE	79

7 APPLICATION A L'ÉTUDE DE LA REPONSE VIBRATOIRE D'UNE PLAQUE..... 81

7.1	CALIBRATIONS.....	81
7.1.1	CALIBRATION DES CAPTEURS DE FORCE.....	81
7.1.2	VÉRIFICATION DE LA PLAQUE	81
7.2	VÉRIFICATION DE LA SYMÉTRIE	86
7.2.1	SYMÉTRIE DE COMPRTEMENT DE LA PLAQUE	86
7.2.2	COMPARAISON DE DEUX IMPACTS.....	88
7.3	TESTS EN MOMENT.....	90

CONCLUSION..... 95

**ANNEXE 1 REALISATION D'IMPACTS SYMETRIQUES MODE
D'EMPLOI 96**

A.	CONFIGURATION MATÉRIELLE	97
B.	CHARGEMENT DU PROGRAMME SYNCHRO.OUT	102
C.	CHARGEMENT DU PROGRAMME IMPACTS.OUT.....	104
D.	PROBLÈMES ÉVENTUELS	106
E.	RAPATRIEMENT DES DONNÉES.....	109

BIBLIOGRAPHIE..... 111

.

LISTE DES FIGURES

<i>Figure 1-1 : schéma des efforts appliqués</i>	2
<i>Figure 1-2 : schéma bloc de la méthode MIMO</i>	3
<i>Figure 3-1 : Dispositif d'impact</i>	13
<i>Figure 3-2 : vue de dessus</i>	14
<i>Figure 3-3 : vue d'ensemble du dispositif expérimental</i>	15
<i>Figure 3-4 : Schéma électrique du pont de transistors</i>	20
<i>Figure 3-5 : Table de commutation des transistors</i>	21
<i>Figure 3-6 : Schéma bloc du gestionnaire d'événements</i>	23
<i>Figure 3-7 : principe de génération des signaux PWM</i>	25
<i>Figure 3-8 : organigramme de la gestion des interruptions</i>	26
<i>Figure 3-9 : circulation du courant en marche normale</i>	30
<i>Figure 3-10 : circulation du courant en marche inverse</i>	31
<i>Figure 3-11 : organigramme du pilotage d'un moteur</i>	33
<i>Figure 4-1 : schéma électrique général d'un capteur de force</i>	34
<i>Figure 4-2 : configuration d'origine du connecteur</i>	36
<i>Figure 4-3 : pont de résistances</i>	37
<i>Figure 4-4 : table de commutation du secteur 1</i>	38
<i>Figure 4-5 : schéma de la connexion des deux moteurs</i>	38
<i>Figure 4-6 : circulation du courant dans la phase active</i>	40
<i>Figure 4-7 : circulation du courant - phase inactive - hard chopping</i>	41
<i>Figure 4-8 : circulation du courant - phase inactive - soft chopping</i>	42
<i>Figure 4-9 : évolution des variables de contrôle pour deux moteurs</i>	46
<i>Figure 4-10 : dispositif de mesure du courant dans les enroulements</i>	49
<i>Figure 4-11 : visualisation de la chute d'intensité du courant</i>	51
<i>Figure 4-12 : essai avec des paramètres identiques pour les deux moteurs</i>	54
<i>Figure 5-1 : algorithme d'élaboration d'une commande</i>	58
<i>Figure 5-2 : mise en évidence de la dérive (premier essai)</i>	60
<i>Figure 5-3 : mise en évidence de la dérive (deuxième essai)</i>	62

<i>Figure 5-4 : courant dans les bobinages des moteurs</i>	63
<i>Figure 5-5 : description des étapes</i>	63
<i>Figure 5-6 : code de couleurs et correspondances</i>	64
<i>Figure 5-7 : zoom d'un impact sur une pastille en caoutchouc</i>	67
<i>Figure 5-8 : impact directement sur le métal</i>	69
<i>Figure 5-9 : décomposition des phases d'un impact</i>	70
<i>Figure 5-10 : impact avec marteau assoupli</i>	71
<i>Figure 6-1 : algorithme de centrage d'un signal</i>	73
<i>Figure 7-1 : signal temporel d'un impact</i>	82
<i>Figure 7-2 : spectre d'un impact</i>	83
<i>Figure 7-3 : comparaison de fonctions de transfert au point d'entraînement</i>	84
<i>Figure 7-4 : comparaison de fonctions de transfert avec point d'observation éloigné</i>	85
<i>Figure 7-5 : fonctions de transfert symétriques – mesure au point d'entraînement</i>	86
<i>Figure 7-6 : fonctions de transfert symétriques – mesure en point éloigné</i>	87
<i>Figure 7-7 : comparaison des signaux temporels</i>	88
<i>Figure 7-8 : mise en évidence de l'atténuation</i>	89
<i>Figure 7-9 : test en moment – observation au point d'entraînement</i>	90
<i>Figure 7-10 : test en moment – observation en un point éloigné</i>	91
<i>Figure 7-11 : vérification de l'excitation</i>	92
<i>Figure 7-12 : schéma des connexions de la carte</i>	98
<i>Figure 7-13 : chaîne de mesure</i>	99
<i>Figure 7-14 : dispositif expérimental</i>	100
<i>Figure 7-15 : configuration de départ conseillée</i>	101
<i>Figure 7-16 : exemple d'utilisation de synchro.out</i>	103
<i>Figure 7-17 : exemple d'utilisation d'impacts.out</i>	105

1 INTRODUCTION

Une structure, comme celle d'un avion, par exemple, est constamment soumise à des excitations mécaniques de natures diverses qui induisent des vibrations et du bruit. En particulier, à proximité des fixations boulonnées ou rivetées par exemple, apparaissent des moments de forces. Or, on connaît mal le comportement des structures vis-à-vis de ces couples locaux et parfois quasi-instantanés. A tel point qu'on en est réduit à négliger ces sollicitations lors du dimensionnement des structures ainsi que dans le cadre de recherches théoriques ou expérimentales.

De gros efforts sont actuellement déployés afin de mettre au point des méthodes expérimentales capables de reproduire ces moments sur une structure connue. En mesurant la réponse de cette structure on espère identifier clairement leurs effets.

Cependant, pour pouvoir élaborer un modèle fiable, il faudrait pouvoir isoler une "impulsion" de moment. Les méthodes traditionnelles en sont incapables car les actionneurs utilisés, des pots vibrants, s'avèrent inadéquats.

Le but de ce projet est de développer une nouvelle méthode mettant en œuvre des marteaux munis à leur embout de capteurs de force. Pour être efficaces avec de tels actionneurs, il est impératif de contrôler précisément leur mouvement. C'est pourquoi on a recours à des moteurs électriques sans collecteur pilotés par un processeur de signaux.

Dans un premier temps, on présentera le projet c'est à dire l'état actuel des connaissances, la méthode choisie et sa justification, le matériel utilisé, et la méthodologie. Ensuite on expliquera comment on a commencé par chercher à générer un seul impact.

Il s'agit d'une approche inexplorée qui semble posséder un potentiel très intéressant. L'objectif de cette étude est, à défaut d'achever la mise au point de cette nouvelle méthode, d'en déterminer la faisabilité et d'en évaluer l'efficacité. Pour cela il faudra relever des défis tels que contrôler simultanément deux moteurs avec un seul processeur et obtenir des impacts répétitifs.

2 PRESENTATION DU PROJET

2.1 L'excitation des structures par un moment de forces

2.1.1 Génération de moments dans une structure à l'aide de pots vibrants

Voici une description schématique du dispositif expérimental utilisé pour générer des moments dans une structure à l'aide de pots vibrants. On peut aussi voir une représentation des efforts ainsi appliqués à la structure.

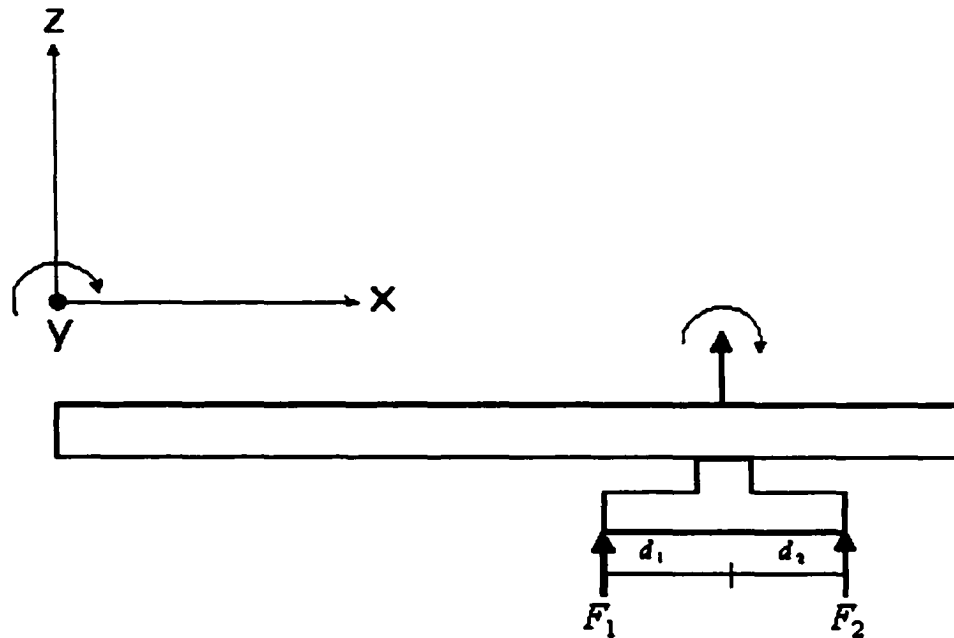


Figure I-2-1 : schéma des efforts appliqués

Les forces F_1 et F_2 sont de même amplitude mais en opposition de phase. Cette méthode a le défaut d'occasionner des problèmes aux fréquences de résonances et d'anti-résonance. En particulier, l'estimation de la vitesse rotationnelle peut être faussée si les deux forces n'ont pas exactement la même amplitude. Ce dernier défaut provient d'ailleurs en général de l'équipement de mesure.

La matrice de mobilité du système considérant les deux degrés de liberté excités, à savoir z et θ_y , peut s'écrire ainsi :

$$\begin{Bmatrix} \dot{z} \\ \dot{\theta}_y \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{zz} & Y_{z\theta_y} \\ Y_{\theta_y z} & Y_{\theta_y \theta_y} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} F_z - m\ddot{z} \\ M_{\theta_y} - J\ddot{\theta}_y \end{Bmatrix}$$

Équation 2-1

où Y est la mobilité, F la force, m la masse, et J le moment d'inertie.

On détermine chacun des éléments de la matrice de mobilité en mesurant la réponse de la structure testée quand on l'excite par un moment pur ou par une force pure

Afin d'améliorer la qualité des mesures, une nouvelle méthode a été développée. Elle consiste à combiner simultanément les deux types d'excitation, force et moment. C'est la méthode dite *MIMO* : multiple inputs multiple outputs. On utilise toujours les pots vibrants jumeaux mais cette fois-ci avec des signaux aléatoires.

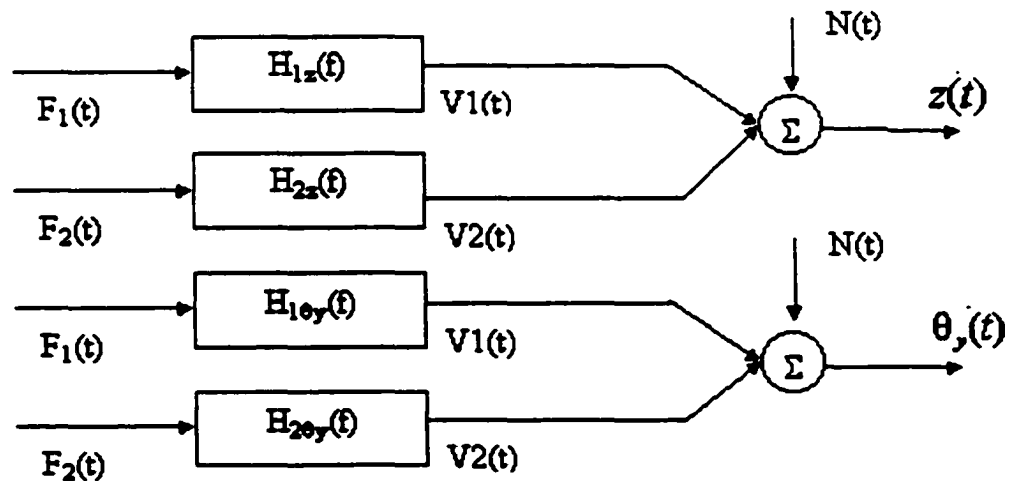


Figure I-2-2 : schéma bloc de la méthode MIMO

Comme on peut le voir sur la figure ci-dessus, les excitations en force et en moment sont obtenues par addition/soustraction des forces F_1 et F_2 . On peut ainsi écrire le système d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{\theta}_{y1} \\ \dot{z}_2 \\ \dot{\theta}_{y2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 & F_1 d_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_1 & F_1 d_1 \\ F_2 & -F_2 d_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_2 & -F_2 d_2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} Y_z \\ Y_{z\theta_y} \\ Y_{\theta_y z} \\ Y_{\theta_y \theta_y} \end{pmatrix}$$

Équation 2-2

Pour obtenir les éléments de mobilité, il suffit d'inverser la matrice.

L'inconvénient principal de ce type de méthodes utilisant des pots vibrants est que ce sont toutes des méthodes intrusives. C'est-à-dire qu'elles nécessitent de fixer sur la structure testée un dispositif d'excitation. Par conséquent, lorsqu'on veut mesurer la réponse de la structure, on mesure en fait la réponse de l'ensemble formé de cette structure et du dispositif d'excitation. Ce fait s'illustre très bien dans les équations décrivant la mobilité des deux degrés de liberté excités. En effet on ne peut s'affranchir des termes contenant la masse m et le moment d'inertie J de l'ensemble.

Il existe des techniques qui permettent de compenser cet effet en adaptant le signal d'excitation transmis aux pots vibrants. Néanmoins on préférera toujours des méthodes non intrusives.

2.1.2 Caractéristiques générales de la méthode de test des structures par impact

Le test des structures par impact est une méthode très intéressante et très utilisée en analyse modale.

Généralement la forme de l'impact s'apparente à celle d'un demi sinus :

$$f(t) = \begin{cases} F_0 \sin\left(\frac{\pi t}{T_1}\right) & 0 \leq t \leq T_1 \\ 0 & T_1 \leq t \end{cases}$$

Équation 2-3

De tels impacts sont en pratique souvent réalisés à l'aide de marteaux munis de capteurs de force. L'amplitude F_0 de l'impact est plus particulièrement liée à la masse du marteau ainsi qu'à la violence du lancé. Par contre la durée T_1 de l'impact dépend d'avantage de la dureté de l'embout fixé à l'extrémité du marteau qui est en contact avec la structure au moment de cet impact. Ceci est d'ailleurs problématique car on aimerait avoir un contrôle plus efficace et plus fiable de la durée de l'impact.

On peut alors calculer la transformée de Fourier d'une telle fonction :

$$F(\omega, T_1) = \int_0^{T_1} f(t) e^{-i\omega t} dt = \frac{F_0 \left(\frac{\pi}{T_1} \right)}{\left(\frac{\pi}{T_1} \right)^2 - \omega^2} \left[1 + e^{-i\omega T_1} \right]$$

Équation 2-4

La densité spectrale de puissance se calcule ainsi :

$$G_f(\omega, T) = 2E \left[F^*(\omega, T) F(\omega, T) \right]$$

Équation 2-5

Un tel calcul nous obligerait normalement à faire plusieurs essais et à calculer une moyenne de façon à approcher le mieux possible l'espérance mathématique. Mais si le signal est déterministe, ce que l'on peut considérer quand on a une bonne répétitivité du processus d'impact, on obtient :

$$G_f(\omega, T) = 2F^*(\omega, T) F(\omega, T) = \frac{4F_0^2 \left(\frac{\omega}{T_1} \right)^2}{\left(\left(\frac{\omega}{T_1} \right)^2 - \omega^2 \right)^2} \left[1 + \cos(\omega T_1) \right]$$

Équation 2-6

On peut voir qu'une telle fonction nous fournit un premier zéro à la fréquence $3/2T_I$. Dans le cadre de notre application, sachant que la durée d'un impact est de l'ordre de 10 ms, cela nous donne un premier zéro à environ 150 Hz. La bande passante peut être définie en fonction de la plus haute fréquence jusqu'à laquelle l'amplitude reste relativement constante. Il est bien évident que cela reste un critère totalement subjectif. En pratique, la largeur du spectre considérée est souvent liée aux variations jugées acceptables au cours d'un test donné. Ainsi c'est parfois la largeur de la bande passante du convertisseur analogique-numérique du dispositif d'acquisition qui limite la bande passante du spectre de l'impact observé.

L'énergie d'un impact s'écrit ainsi :

$$E = \int_0^{\infty} [f(t)]^2 dt = \frac{F_0^2 T_I}{2}$$

Équation 2-7

On voit donc bien qu'à énergie égale, la durée de l'impact est inversement proportionnelle au carré de l'amplitude. Autrement dit, plus l'impact est court, moins il a d'énergie aux basses fréquences, plus il en a aux hautes fréquences, donc plus son spectre est étalé et vice-versa.

Regardons maintenant de plus près ce qui se passe en cas de double impact. Supposons donc qu'on a un premier impact à $t = 0$ et qu'un deuxième impact survient à l'instant t_0 . Soit u l'échelon unité. Le signal reçu peut être représenté de la façon suivante :

$$f(t) = f_1(t) + f_2(t - t_0)$$

Équation 2-8

Par transformée de Fourier on obtient :

$$F(\omega, T) = F_1(\omega, T) + F_2(\omega, T)e^{-i\omega t_0}$$

Équation 2-9

Dans le cas d'un double impact « idéal », c'est-à-dire répétitif, on peut exprimer la densité spectrale de puissance de la façon suivante :

$$G_f(\omega, T_1) = G_{f_1}(\omega, T_1) \left[1 + \left(\frac{F_2}{F_1} \right)^2 + 2 \frac{F_2}{F_1} \cos(\omega t_0) \right]$$

Équation 2-10

où G_{f_1} désigne la densité spectrale de puissance du signal f_1 .

On constate que lors d'un double impact, le spectre en puissance devient oscillatoire. L'amplitude de ces variations en fonction de la fréquence peut être de 20 dB tous les 10 Hz. On perd donc alors la bande de spectre plate qui rendait intéressante la méthode de test par impact. C'est le délai entre les deux impacts qui règle la largeur en fréquence de ces oscillations. Plus ce délai est grand, plus on observe d'oscillations dans le domaine des fréquences. Quant à l'amplitude de ces oscillations, elle dépend de la différence de force entre les deux impacts. Moins le deuxième impact sera fort comparé au premier, plus ces oscillations seront amples. D'où l'intérêt de pouvoir éviter ces doubles impacts. C'est ce que nous essaierons de faire en rappelant l'actionneur après l'impact.

2.1.3 Présentation et justification de la méthode utilisée

La méthode traditionnelle pour appliquer une force d'impact consiste à utiliser un marteau muni d'un capteur de force avec lesquels on vient frapper la structure. Il s'agit d'une technique manuelle, on ne peut plus simple à mettre en œuvre. Malheureusement, elle présente certains inconvénients majeurs. En effet, il est difficile de bien contrôler l'impact (sa force et son angle d'attaque) puisque le coup de marteau est donné par un opérateur. Il est par conséquent impossible d'obtenir ainsi des impacts répétitifs.

Il existe déjà un dispositif appelé marteau électrique à impact qui présente certains avantages. Tout d'abord il possède un guide d'alignement. Ceci permet au marteau de venir frapper la structure testée avec un angle d'attaque bien connu que l'on peut maîtriser. Ceci, allié au fait que l'on peut présélectionner le niveau de force de l'impact, constitue en outre une protection contre le risque d'un impact manqué ou trop faible. Or, un tel accident aurait pour conséquence un mauvais rapport signal à bruit. Ces marteaux électriques sont aussi munis d'un dispositif signalant les cas où le niveau du signal délivré par le capteur de force risque de saturer les capacités du convertisseur analogique-numérique. Néanmoins, si ce dispositif se montre satisfaisant pour certaines applications, il s'avère inapproprié dans notre cas au vu des exigences tant en matière de précision que de contrôle.

Le principe de la méthode retenue pour ce projet est de générer deux impacts simultanés, de même force, de même direction, mais de sens opposé, de part et d'autre de la structure. On obtient ainsi un moment instantané. Pour produire chacun de ces impacts, on utilise un moteur. C'est parce qu'il faut une grande précision dans le pilotage des moteurs que j'ai recours à un processeur de signaux (*DSP*) spécialement conçu à cet effet.

Les avantages de cette méthode sont multiples. Au niveau spectral, on retrouve toutes les qualités de la méthode de test par impact. On va donc bénéficier d'un spectre plat sur une large bande passante. De plus, la réponse impulsionnelle courte, par opposition aux fonctions excitatrices continues aléatoires ou sinusoïdales obtenues avec des pots vibrants, permet l'application d'une fenêtre dans le but de réaliser une transformée de Fourier sans que ce soit trop préjudiciable.

C'est une méthode facile à mettre en œuvre en général. J'entends par-là qu'elle est très simple à utiliser. On peut aisément l'adapter aux différentes configurations de structures rencontrées. Par exemple, c'est une méthode qui se prête bien mieux aux forts angles d'attaque que celle utilisant les pots vibrants.

Enfin, il s'agit d'une méthode non intrusive. Cela signifie que la réponse que l'on va mesurer sera bien celle de la plaque et non de l'ensemble formé par la plaque à laquelle on aurait fixé le dispositif d'excitation.

2.2 présentation du matériel utilisé

2.2.1 Le moteur

Le moteur retenu lors de ce projet est un moteur triphasé à aimant permanent. C'est un moteur assez particulier en ce sens que ce sont ses enroulements qui tournent. Les avantages de cette technologie sont de réduire l'inertie du rotor, de supprimer les champs rémanents, et de permettre un comportement beaucoup plus linéaire du moteur. Le problème est qu'il est difficile de les refroidir car les enroulements évoluent au sein d'une couche d'air isolante mais ce ne sera pas préjudiciable pour notre application. Mais la caractéristique la plus importante du point de vue du pilotage est qu'il s'agit d'un moteur sans collecteur. Cela signifie que la commutation des phases n'est pas mécanique. Par conséquent elle devra s'effectuer grâce à un processeur qui pilote un pont de transistors qui commute les phases du moteur. La programmation de ce processeur constitue une part très importante du projet.

2.2.2 Le processeur

Le processeur choisi pour ce projet est le *DSP* (Digital Signal Processing) de Texas Instruments *TMS320F240*. Les processeurs de signaux de la famille TMS320 ont une architecture conçue spécialement pour répondre aux contraintes imposées par les applications en temps réel. La série des *C24x* ou *F24x* ajoute à ces aptitudes temps réel un contrôleur de périphériques qui en fait l'instrument idéal pour piloter des moteurs. Le *TMS320F240* est un processeur à virgule fixe qui peut exécuter jusqu'à 20 millions d'instructions par secondes. Presque toutes les instructions sont exécutées en un seul cycle de 50 ns.

2.2.3 La carte

Ce processeur est monté sur une carte commercialisée par la société suisse Technosoft. Il s'agit en fait d'un système autonome complet qui permet d'expérimenter et d'utiliser le *DSP TMS320F240* pour des applications numériques de la commande de mouvement (DMC). Il est muni d'un pont de 6 transistors qui permet de commuter les phases du moteur entre une tension de rail, qui est ici de 15 V et la masse. Mais il comprend surtout un ensemble de logiciels qui forment une excellente plate-forme d'analyse et de développement.

Le *DSP* est bien entendu au centre de toutes les opérations. Il communique avec l'ordinateur via une liaison série. Les 32 K de RAM externe montés sur la carte lui permettent de stocker soit du programme soit des données. Le *DSP* délivre un signal *PWM* qui permet de commuter les transistors qui compose le dispositif appelé « inverseur de phase ». Le moteur, lui reçoit un signal en créneaux entre 0 et 15 V sur chacune de ses phases. L'intensité du courant qui circule dans ces phases est mesurée et communiqué au *DSP*. Ce dernier dispose en outre des signaux de l'encodeur qui lui permettent de connaître la position précise mais relative de l'axe du moteur ainsi que des signaux des capteurs à effet hall qui eux indique une position grossière (à 60° près) mais absolue.

Quant aux logiciels d'analyse et de développement, ils sont tous regroupés sur une plateforme appelée *MCWIN*. Le moniteur est le programme de base qui permet de communiquer avec le *DSP*. Il est utilisé dans toutes les applications et est chargé dans la mémoire flash du *DSP*. Enfin, un outil graphique d'analyse et d'évaluation du mouvement fournit une interface conviviale pour communiquer avec la carte et pour représenter graphiquement les données acquises par le *DSP* pendant l'exécution de l'application.

2.3 méthodologie

2.3.1 L'organisation du travail

Le projet se déroule en trois phases :

- 1) Réalisation d'un impact sur une structure, évaluation de la qualité et du contrôle de cet impact
- 2) Réalisation de deux impacts contrôlés séparément par le même *DSP*, recherche des paramètres permettant d'obtenir deux impacts synchrones et de même force
- 3) Exploitation des résultats et validation de la méthode d'un point de vue vibro-acoustique

2.3.2 Le cahier des charges

a) **Synchronisation** : Les deux impacts doivent se produire exactement en même temps si l'on veut obtenir un moment. En effet, la somme des forces appliquées à la structure doit toujours être nulle.

b) **Répétitivité** : cet élément est nécessaire car le dispositif évoluant en boucle ouverte, il faut qu'il soit stable d'un essai sur l'autre, notamment lors de la recherche des bons réglages. De plus cela va considérablement raccourcir l'analyse spectrale en diminuant le nombre de moyennes à réaliser.

c) **Précision** : Il est difficile de contrôler le niveau de force d'un impact. Or c'est un des points sur lesquels la méthode développée dans ce projet doit apporter des améliorations substantielles par rapport aux méthodes déjà existantes. De plus il faut éviter que la structure rebondisse sur l'actuateur après l'impact causant ainsi ce que l'on appelle un double impact. Il faudra donc, en plus d'être très précis sur le niveau de force de l'impact, bien maîtriser le mouvement de l'actuateur pour diminuer le risque de double impact.

d) **Les moteurs utilisés** sont des moteurs à aimant permanent sans collecteur. Cela signifie que la commutation des phases devra se faire par logiciel et non mécaniquement.

e) **On devra piloter deux moteurs** avec un seul pont de transistors.

f) **Les paramètres importants à contrôler** sont la durée, la force et la forme de l'impact ainsi que la « date » de l'impact. Bien contrôler ces paramètres permet en outre de limiter le nombre d'essais et de moyennes.

g) **Plate-forme expérimentale :** Le marteau va donc être entraîné par le moteur. Il faut donc prévoir de fixer ce marteau sur l'axe du moteur. Etant donné le fait que nous disposons d'un petit moteur au couple par conséquent limité, le marteau utilisé devra être le plus léger possible. Un compromis est cependant à envisager car à vitesse égale, plus le marteau, ou du moins sa tête, sera lourde, plus la force de l'impact sera grande. Mais si l'ensemble de la partie mobile doit rester relativement léger, la partie fixe en revanche devra être la plus lourde possible pour des raisons de stabilité vis-à-vis du choc et des vibrations induits par l'impact. D'autre part, en plus d'assurer la stabilité de l'ensemble, le support du moteur devra permettre de régler des paramètres importants comme la position de l'impact ainsi que sa direction. Enfin, la position de départ du marteau est un paramètre important. Il faudra donc imaginer un dispositif permettant de caler le marteau au départ. Cela permettra en même temps de l'arrêter quand il sera dans sa phase de retour après l'impact.

h) **La séquence de pilotage qui a été définie afin de réaliser un impact comporte cinq phases :**

- 1) **Amener le marteau contre la cale et l'y maintenir collé.**
- 2) **Lancer le marteau vers la structure contre laquelle il doit frapper en lui appliquant un couple bien calibré.**
- 3) **Mettre le moteur en roue libre.**
- 4) **Ramener le moteur le plus vite possible après l'impact afin d'éviter que la structure ne rebondisse dessus.**
- 5) **Continuer à le ramener doucement vers la cale et l'y maintenir éviter que le marteau rebondisse sur la cale et revienne éventuellement frapper la structure.**

3 REALISATION D'UN IMPACT SUR UNE STRUCTURE

3.1 Définition de la plate-forme expérimentale

Voici deux photographies du dispositif qui a été imaginé pour répondre aux contraintes imposées par le cahier des charges :

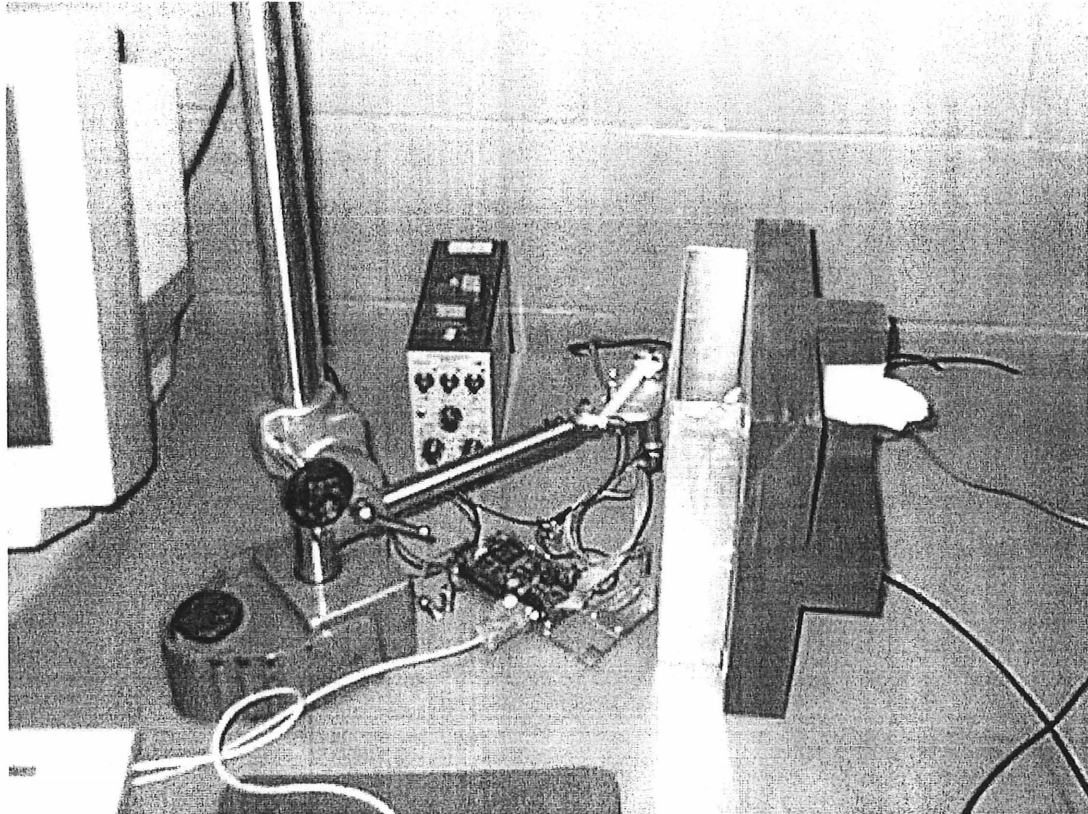


Figure 3-1 : Dispositif d'impact

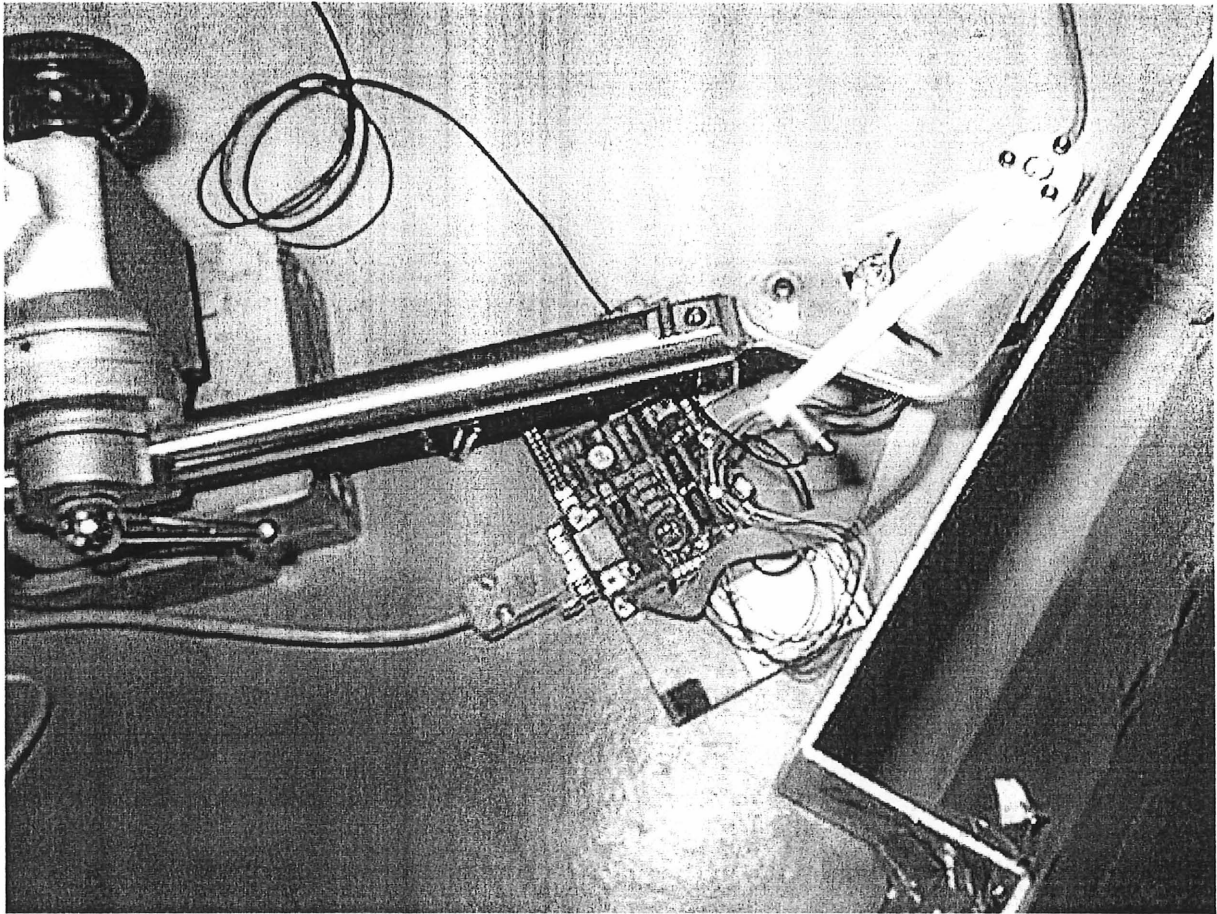


Figure 3-2 : vue de dessus

On peut voir que le marteau d'impact a été réalisé en matière plastique afin qu'il soit le plus léger possible. On remarque que l'axe du moteur est vertical. De cette manière, le marteau évolue dans un plan horizontal ce qui l'affranchit des effets de la gravité, ce qui supprime un paramètre à gérer dans le pilotage du moteur.

Le support du moteur est en aluminium ainsi que la butée. On aurait pu choisir de faire une butée souple, en caoutchouc par exemple, pour qu'elle absorbe mieux les chocs mais c'eût été au détriment de la précision sur la position de départ du marteau.

Par contre, le pied est très lourd de façon à assurer la stabilité de l'ensemble. Il est en outre muni d'une crémaillère qui permet de régler la hauteur du support du moteur. Ce dernier est de forme circulaire et peut tourner autour de son axe. Enfin, on peut régler l'inclinaison de ce support. Ainsi, on peut régler non seulement la position du point d'impact mais encore la direction de cet impact.

Cette deuxième photographie fournit une vue plus générale de l'architecture de l'ensemble du dispositif expérimental :

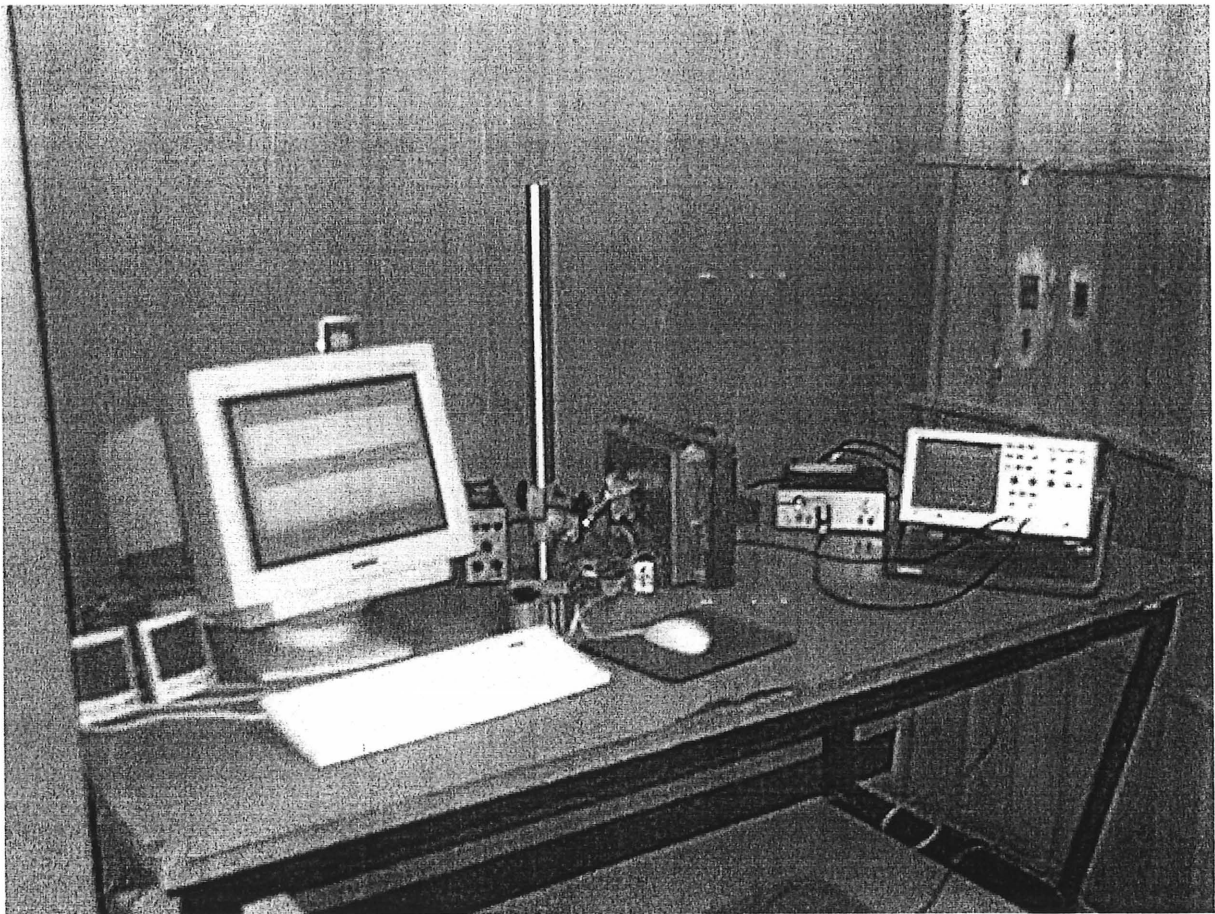


Figure 3-3 : vue d'ensemble du dispositif expérimental

L'ordinateur permet de contrôler toutes les phases du test : télécharger le programme sur le *DSP*, déclencher son exécution, l'arrêter, et enfin rapatrier les données et les représenter graphiquement. On vérifie le signal délivré par le capteur de force à l'aide d'un oscilloscope branché à la sortie du conditionneur. On peut aussi suivre le signal d'alimentation pour voir si le *DSP* ne consomme pas trop de courant ce qui entraînerait une chute de tension.

3.2 Conception du code

3.2.1 Pilotage basique du moteur : Commutation des phases par logiciel et synchronisation des opérations

- Le principe de base

Les machines tournantes à champ glissant sont constituées d'un stator (partie fixe) et d'un rotor (partie mobile) séparés par un entrefer. Cet entrefer est donc limité par deux surfaces cylindriques coaxiales. Si un flux de champ magnétique circule dans cet entrefer entre rotor et stator, le théorème d'Ampère et la loi du flux maximal impliquent que les lignes de champ de ce flux y soient radiales.

On dira qu'un tel entrefer est le siège d'un champ magnétique glissant si tout se passe comme si le rotor, animé d'un mouvement de rotation, était constitué de pôles d'aimants permanents. On parlera alors de rotor « fictif ». Le champ magnétique suit le mouvement de ce rotor fictif et semble donc glisser dans l'entrefer.

Un point de l'entrefer, fixe par rapport au stator, voit à chaque instant un vecteur d'excitation magnétique \vec{H} de direction fixe et d'amplitude variable et périodique. Tous les points de l'entrefer voient défiler le même champ glissant. En particulier, les valeurs extrêmes, au cours du temps, de l'amplitude du vecteur excitation magnétique sont indépendantes du point de l'entrefer considéré. Ceci ne serait pas vrai si on avait des pôles saillants.

Supposons que le rotor possède p paires de pôles et tournant à la pulsation de rotation ω par rapport à un repère fixe dans lequel on définit la position initiale du conducteur par l'angle α . Le vecteur champ magnétique vu par un point fixe P de l'entrefer peut s'écrire sous la forme :

$$B(t) = B_0 \cos(p\omega t - p\alpha)$$

Équation 3-1

Considérons maintenant, passant par ce point P, un conducteur rectiligne parallèle à l'axe de la machine, de longueur L , disposé dans une encoche (par exemple du stator) à la distance R de l'axe. Pendant l'intervalle de temps infiniment petit dt , le champ magnétique a glissé de l'angle ωdt et le conducteur, immobile, a donc coupé un flux d'induction :

$$d\phi = B_0 LR \omega dt \cos(p\omega t - p\alpha)$$

Équation 3-2

Dans la convention de signe des générateurs, la loi de Lenz s'écrit alors :

$$e(t) = -\frac{\partial \phi}{\partial t} = -B_0 LR \omega \cos(p\omega t - p\alpha)$$

Équation 3-3

Si nous disposons dans l'entrefer, en plus du conducteur situé en P, un second brin placé en un point M de cet entrefer, point défini à partir de l'axe fixe OX par l'angle $\alpha' = \alpha - \pi/p$. On constate aisément que la force électromotrice induite dans ce brin, $e_{cM} = e_c(\alpha', t)$, est opposée à la force électromotrice induite dans le premier conducteur $e_{cP} = e_c(\alpha, t)$: $e_{cM} = -e_{cP}$. Ce résultat était prévisible puisque les points P et M, distants d'un pas polaire, sont en permanence sous des pôles de noms contraires. Si on monte en série les deux conducteurs, on obtient une spire qui voit apparaître entre ses extrémités libres P et M une force électromotrice :

$$e_s = e_{PM} = -e_{cP} + e_{cM} = -2e_{cP} = 2B_0 LR \omega \cos(p\omega t - p\alpha)$$

Équation 3-4

Pour une bobine composée de n spires, on obtient :

$$e(t) = 2nB_0LR\omega \cos(p\omega t - p\alpha)$$

Équation 3-5

Le champ glissant portant p paires de pôles, il est évident qu'il existe dans l'entrefer p positions identiques (du point de vue de leurs propriétés) à celle du point P, définies par les angles de la forme : $\alpha_k = \alpha + k*2\pi/p$. On pourra donc disposer dans l'entrefer p bobines identiques montées en série qui forment un enroulement aux bornes duquel apparaît la force électromotrice :

$$e(t) = 2pnB_0LR\omega \cos(p\omega t - p\alpha)$$

Équation 3-6

Soit α_l la position d'une de ces bobines. On a : $\alpha = \alpha_l + \pi/2p$. On peut donc mettre la force électromotrice induite sous la forme :

$$e(t) = E_0 \sin(p\omega t - p\alpha_l)$$

Équation 3-7

Cet enroulement est parcouru par un courant alternatif, sinusoïdal, de pulsation Ω , dont l'intensité peut donc être représentée par une fonction de la forme :

$$i(t) = I_0 \sin(\Omega t - p\alpha_l - \psi)$$

Équation 3-8

dans le même système de conventions de signes.

La puissance instantanée transmise de l'enroulement au champ magnétique glissant est nécessairement égale à la puissance reçue par cet enroulement (en plus de ses propres pertes de puissance) en provenance de la source d'énergie électronique qui l'alimente. C'est le principe de conservation de l'énergie d'un système isolé. Dans la convention de signes des générateurs, la puissance électrique reçue par l'enroulement s'écrit :

$$p(t) = -e(t) \cdot i(t) = -E_0 I_0 \sin(p\omega t - p\alpha_1) \sin(\Omega t - p\alpha_1 - \psi)$$

Équation 3-9

On nommera puissance électromagnétique ou puissance transmise la valeur moyenne de cette puissance instantanée. On voit, sur l'expression de $p(t)$, que sa valeur moyenne n'est non nulle que si l'une des pulsations ($p\omega - \Omega$) ou ($p\omega + \Omega$) est nulle, c'est à dire si :

$$\omega = \mp \frac{\Omega}{p}$$

Équation 3-10

Or, on sait qu'un enroulement de p bobines, parcouru par un courant sinusoïdal de pulsation Ω , crée deux champs glissants de pulsations de rotation $\omega = \pm \Omega/p$. Il s'en déduit qu'un champ magnétique glissant ne reçoit d'énergie moyenne non nulle de la part d'un enroulement parcouru par un courant d'intensité sinusoïdale que s'il tourne en synchronisme avec l'un des deux champs glissants créés par cet enroulement.

Pratiquement, cela signifie que piloter un moteur consiste en fait à faire en sorte que le champ créé par les enroulements du moteur coïncide avec le champ créé par les aimants permanents, et ce à tout instant au cours de la rotation de l'axe.

Dans le cas de ce projet, le principe fondamental est le même mais la façon de piloter est assez différente puisqu'on pilote le moteur en tension, en mode *DC*. Au lieu d'alimenter les enroulements par des courants sinusoïdaux on utilise un signal en créneaux de rapport cyclique variable. Ainsi, on pilote le moteur avec une tension moyenne.

- Réalisation pratique du pilotage

Le moteur utilisé dans ce projet est muni de trois enroulements montés en étoile. Chacune des phases est connectée à une jambe du pont de transistors, comme on peut le voir sur ce schéma :

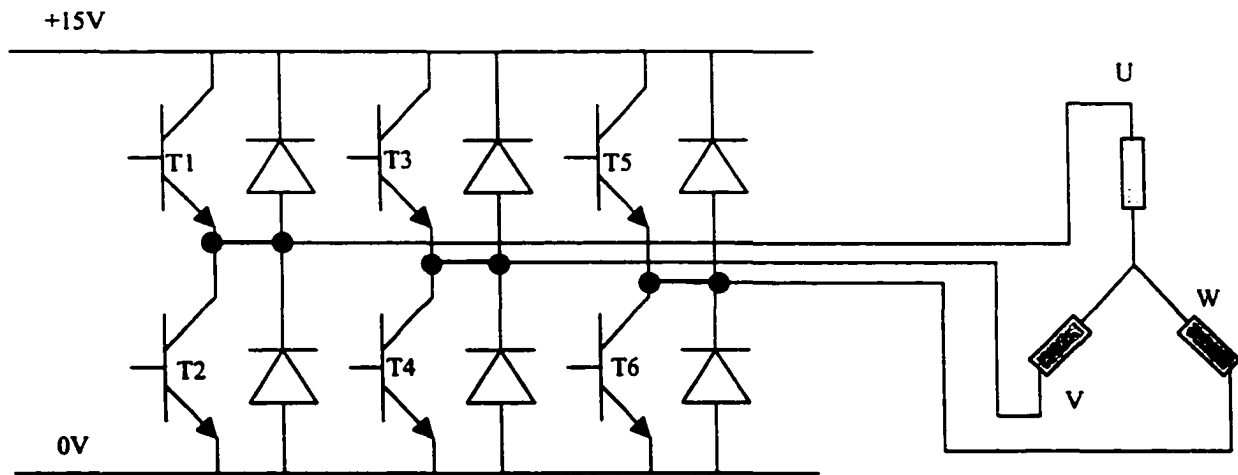


Figure 3-4 : Schéma électrique du pont de transistors¹

Les transistors fonctionnent en fait comme des interrupteurs commandés. C'est avec les signaux *PWM* générés par le *DSP* qu'on fait commuter les différents transistors. Il s'agit de commuter les bons transistors au bon moment, et ce en fonction de la position de l'axe du moteur. Celle-ci est fournie au processeur par les capteurs à effet hall.

¹ Dans tous les schémas similaires à celui-ci on a représenté des transistors NPN alors qu'en fait on utilise des *MOSFET*.

On peut diviser un cycle électrique en six secteurs de 60° chacun. Dans notre cas, étant donné que notre moteur n'a qu'une paire de pôle, un cycle électrique est équivalent à un tour de l'entrefer. L'information fournie par les capteurs à effet hall est donnée au *DSP*, via un encodeur, sous la forme d'un mot de 3 bits. Deux des huit codes possibles correspondent à un code impossible, qu'il convient de traiter en envoyant un signal d'erreur. Chacun des six autres codes correspond à un secteur particulier. Une table logique, fournie avec le moteur, nous indique comment commuter chacun des six transistors en fonction du code transmis par l'encodeur. Dans notre cas, la table est la suivante :

Senseur A	Senseur B	Senseur C	Transistor 1	Transistor 2	Transistor 3	Transistor 4	Transistor 5	Transistor 6
0	0	0	off	off	off	off	off	off
0	0	1	off	off	off	on	on	off
0	1	0	off	on	on	off	off	off
0	1	1	off	on	off	off	on	off
1	0	0	on	off	off	off	off	on
1	0	1	on	off	off	on	off	off
1	1	0	off	off	on	off	off	on
1	1	1	off	off	off	off	off	off

Sens	Transistor 1	Transistor 2	Transistor 3	Transistor 4	Transistor 5	Transistor 6
direct	off	off	off	on	on	off
indirect	off	off	on	off	off	on

Figure 3-5 : Table de commutation des transistors

Reste à savoir comment réaliser cette séquence de commutation en temps réel. Les transistors sont commandés par les signaux *PWM* générés par le *DSP*. Ces signaux ne peuvent prendre que deux valeurs distinctes : 0 V ou +15V. Dans mon cas, les commandes des transistors obéissent à une logique dite inversée. Cela signifie que le courant passe quand la commande du transistor reçoit un signal de 0 V et qu'il ne passe pas quand le signal est de +15V. Dans la table logique ci-dessus, mettre le transistor sur *on* signifie que le transistor doit se comporter comme un interrupteur fermé, et donc que le signal *PWM*, qui commande le transistor, doit à ce moment-là valoir 0V.

On remarque que quand un transistor est sur *on*, celui qui se trouve sur la même jambe du pont que lui est sur *off*. Ceci répond à une contrainte très forte qui est que si jamais les deux transistors situés sur la même jambe sont passants en même temps, on court-circuite le rail d'alimentation et on peut endommager le *DSP*. Sur le *TMS320F240*, le générateur de signaux *PWM* permet même d'insérer des temps morts programmables entre la commutation des transistors. Cependant, il existe un temps mort intrinsèque aux commandes des transistors qui, dans notre application, est suffisant pour éviter une situation critique.

On sait maintenant quels sont les signaux *PWM* qu'il faut générer pour faire fonctionner le moteur, et ce en fonction de la position de l'axe du moteur. L'étape suivante consiste donc à « fabriquer » ces signaux à l'aide du *DSP*. Pour comprendre ceci, il convient de présenter le gestionnaire d'événements qui est l'unité responsable de cette opération. Voici un schéma qui décrit l'architecture du gestionnaire d'événements :

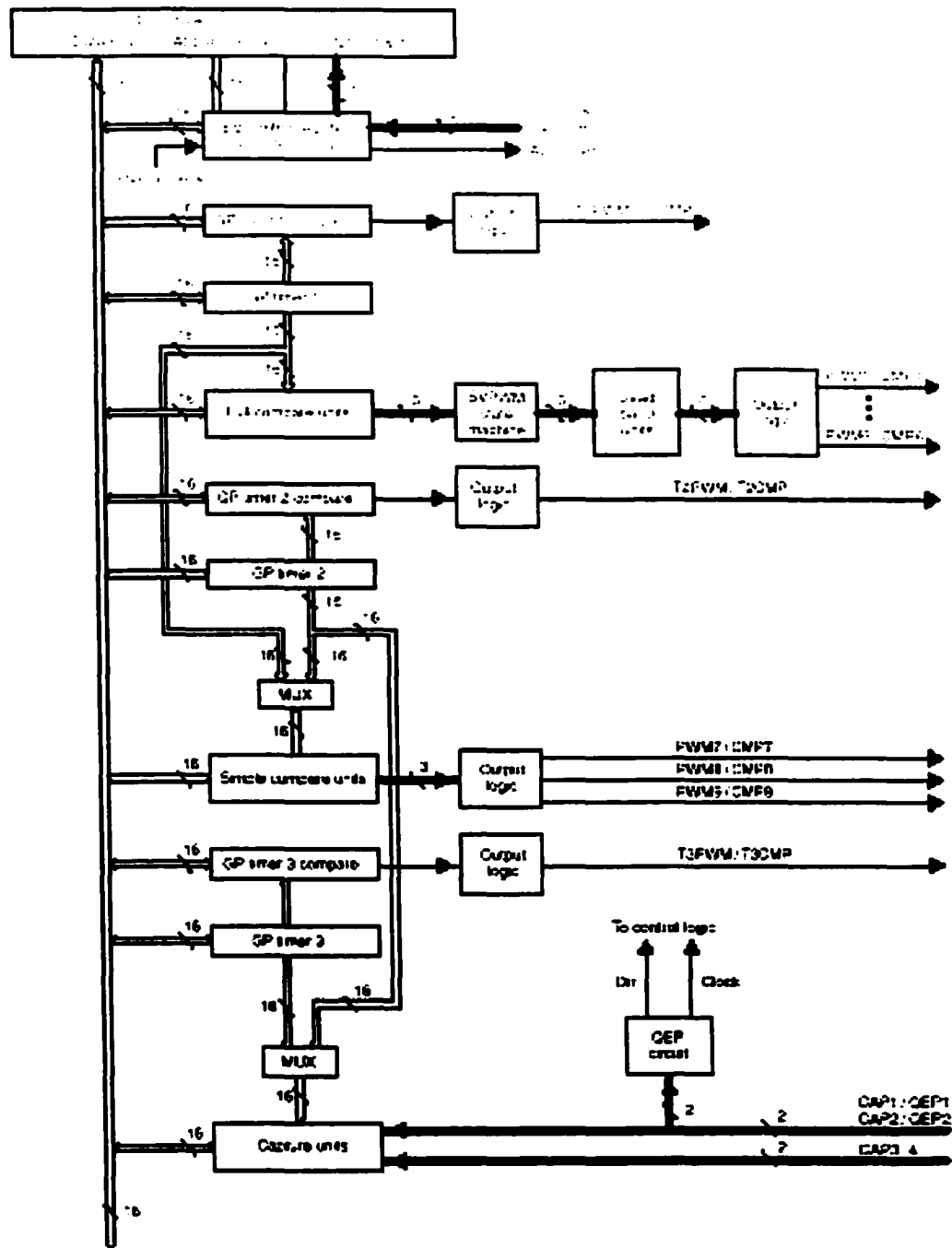


Figure 3-6 : Schéma bloc du gestionnaire d'événements

² Schéma issu du user's manuel du DSP TMS320F240

Pour notre application, seule l'unité appelée *Full Compare Unit* est utilisée. Elle permet de générer six signaux *PWM*, sachant que les signaux 1 et 2, 3 et 4, 5 et 6 sont respectivement complémentaires. Cela signifie par exemple que quand le signal 1 vaut 15 V, le signal 2 vaut obligatoirement 0V. Il convient ici d'expliquer comment on génère un signal *PWM* de rapport cyclique donné. On peut voir sur le schéma que le *Full Compare Unit* utilise le compteur numéro 1. Il existe deux grands types de signaux *PWM* : asymétrique et symétrique. Dans ce projet, nous avons opté pour un signal symétrique. Ceci implique que le compteur soit configuré en mode continu haut/bas.

Le compteur part de 0 et est incrémenté jusqu'à une valeur maximale appelée *TIPER* puis est décrémenté jusqu'à 0 et ainsi de suite. Pour obtenir un signal *PWM* on utilise un comparateur. La valeur qui est comparée à celle du compteur est stockée dans le registre *CMPRx*, x valant 1, 2, ou 3. La valeur *CMPR1* est dédiée aux signaux *PWM* 1 et 2 et ainsi de suite.

Considérons à titre d'exemple la génération du signal *PWM1*. Le *PWM* est dit actif quand la valeur du compteur est supérieure à *CMPR1* et inactif ailleurs.

Reste alors à paramétrer le module appelé *output logic*. Il existe quatre configurations différentes : *active low*, *active high*, *forced low*, *forced high*. Ces deux derniers modes correspondent respectivement à un signal de sortie constant de 0 V et +15 V. En mode *active low*, l'*output logic* génère un signal de 0 V pendant l'intervalle actif et inversement. En mode *active high*, c'est le contraire. Le schéma suivant illustre bien la génération des signaux *PWM* :

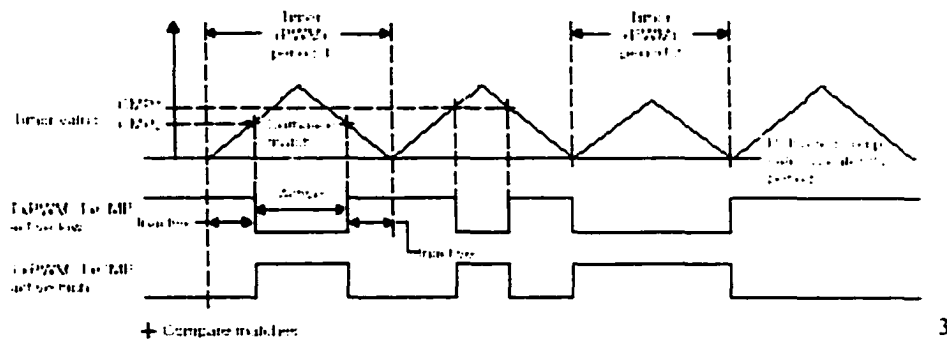


Figure 3-7 : principe de génération des signaux *PWM*

- **Implémentation du pilotage du moteur**

Un des problèmes essentiel à résoudre est la synchronisation des différentes opérations qu'il faut réaliser pour que le moteur fonctionne correctement. Pour des raisons d'efficacité, on a décidé de réaliser le code directement en assembleur. Comme pour toutes les applications dédiées, la structure générale du programme est la suivante : une boucle infinie interrompue à la suite d'événements précis.

Il semble évident que l'on a intérêt à réaliser toutes les opérations au cours de la même interruption et que celle-ci doit être déclenchée de manière cohérente par rapport au cycle *PWM*. Ainsi on synchronise l'ensemble des tâches accomplies par le *DSP* et on assure un bon fonctionnement du moteur. De plus les registres sont rechargés au début de la période *PWM*. Donc, afin de laisser au processeur le maximum de temps pour effectuer le traitement nécessaire à l'élaboration de nouveaux paramètres, le mieux est de déclencher ce traitement au début d'une période *PWM* pour être sûr qu'il ait fini au début de la suivante.

L'événement qui a été choisi pour déclencher l'interruption est le moment où le compteur 1, celui qui sert de base au signal *PWM*, subit un *underflow*, c'est à dire quand sa valeur est 0. Cette interruption a pour nom : *TIUFINT*. Ainsi, on met tous les paramètres (configuration de l'*output logic*, valeur du comparateur, etc...) à jour au début de chaque nouveau cycle *PWM*.

³ Schéma issu du User's manual du DSP TMS320F240

Le mécanisme de déclenchement et de traitement des interruptions qu'on peut masquer, ce qui est le cas de *TIUFINT*, est le suivant. Quand une interruption est requise, le bit d'indicateur dans le registre de contrôle correspondant est mis à 1. Si le bit de masque dans le même registre de contrôle est aussi à 1, la requête d'interruption est envoyée à l'unité centrale de traitement, et l'indicateur correspondant dans l'*IFR* est activé. Ceci indique que l'interruption est en suspens. Cet organigramme fournit une description détaillée du processus général de traitement des interruptions :

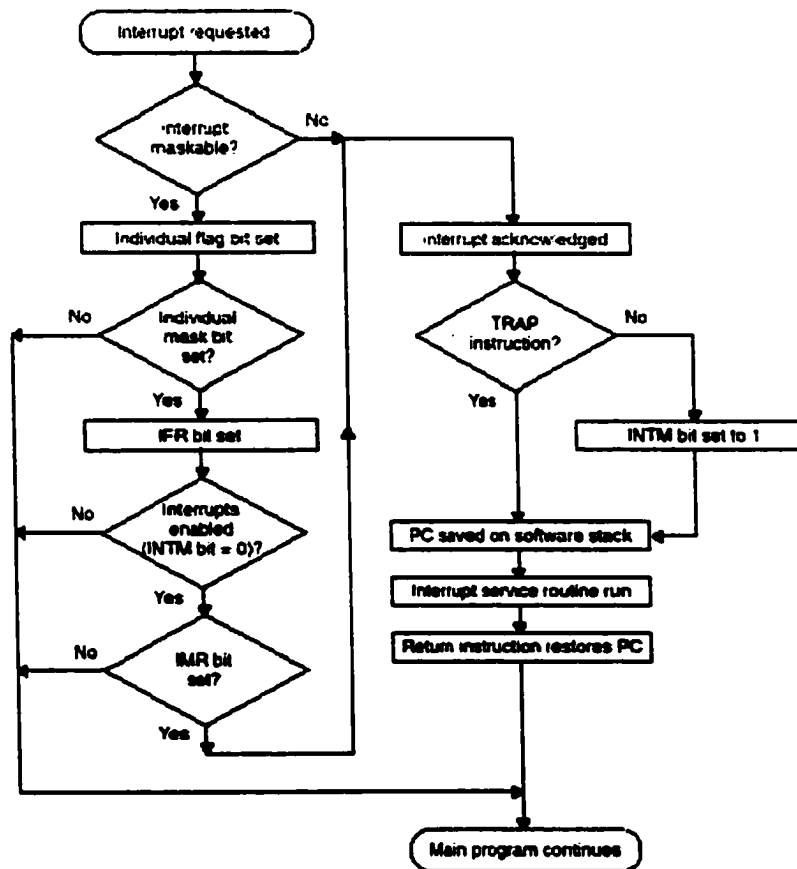


Figure 3-8 : organigramme de la gestion des interruptions

Lorsqu'une requête d'interruption est émise, si elle est prise en compte par l'unité centrale de traitement, cette dernière va alors aller lire l'adresse du sous-programme de traitement de cette interruption dans un tableau. L'emplacement de ce tableau dans la mémoire et l'adresse spécifiquement dédiée à chaque interruption sont une caractéristique propre à la carte *MCK240* de Technosoft. Par exemple, il existe dans ce tableau une case correspondant à l'interruption *TIUFINT*. Il faut donc, dans la phase d'initialisation, écrire dans cette case l'adresse mémoire où est stocké le sous-programme que l'on a écrit pour traiter cette interruption. Cette case a pour nom *tufintlvec*.

Après avoir initialisé toutes les variables et registres utiles à l'utilisateur mais pas forcément nécessaires au bon fonctionnement du moteur, on peut démarrer le *full compare unit* et le compteur. On entre alors dans la boucle infinie.

La dernière partie du code est le sous-programme de traitement de l'interruption. La première chose à faire à la suite du déclenchement de l'interruption est la lecture de la position de l'axe du moteur. Il s'agit d'une valeur codée sur 3 bits que l'on stocke dans une variable spécialement créée à cet effet.

En fonction du secteur dans lequel se trouve l'axe du moteur, on remet à jour le registre *ACTR*. Ainsi on paramètre le comportement de chacun des six transistors de façon à ce que les bonnes phases soient alimentées.

En ce qui concerne la vitesse de rotation du moteur, elle est proportionnelle à la tension moyenne qui est présente dans les bobinages. Cette dernière est elle-même proportionnelle au rapport cyclique du signal *PWM*. Or, le rapport cyclique du signal *PWM* est égal au rapport de la valeur du comparateur, *CMPRI*, sur la valeur de la période, *TIPER*. On remet donc à jour la valeur du comparateur à chaque cycle *PWM* dans le cadre du sous-programme de gestion de l'interruption. C'est de cette façon qu'on régule la vitesse de rotation du moteur

3.2.2 Communication carte-PC et gestion des périphériques

Le programme, tel qu'il vient d'être décrit, ne peut fonctionner tout seul. Tout d'abord, le code est conçu sur le PC et doit ensuite être chargé dans la RAM de la carte. C'est à partir de là qu'il pourra être exécuté. Pour cela on se sert d'un logiciel fourni par le fabricant de la carte, Technosoft, et qui est stocké dans la mémoire flash du *DSP*. La communication entre l'ordinateur et la carte se fait via une liaison série.

Le moniteur offre également à l'utilisateur bien d'autres fonctionnalités que le téléchargement des programmes vers le *DSP*. Il permet de vérifier si un programme fonctionne correctement et de le débiter dans le cas contraire. En effet, grâce au moniteur on peut aussi télécharger des données depuis la carte vers le PC à la suite de l'exécution d'une application afin de visualiser les résultats. Enfin il est possible grâce à ce programme d'inspecter et de modifier en temps réel l'information qui se trouve à une adresse mémoire donnée.

Ces fonctionnalités sont importantes mais ne permettent pas de connaître suffisamment en détails le fonctionnement du moteur. De plus, il faut pouvoir, à terme, acquérir sur la carte les informations fournies par les capteurs de force. C'est pour cela qu'il faut que notre programme assure en plus la gestion de périphériques comme le codeur incrémental et surtout le convertisseur analogique-numérique.

Le résultat numérique du processus de conversion pour un convertisseur analogique numérique 10 bits est approximativement donné par l'équation suivante :

$$\text{Résultat numérique} = 1023 \times \frac{\text{Tension d'entrée}}{\text{Tension de référence}}$$

Équation 3-11

Dans notre application, on a besoin d'une conversion synchronisée avec le cycle *PWM*. La conversion est déclenchée au moment où la valeur du compteur numéro 1 est égale à sa période, soit au milieu du cycle PWM. On évite ainsi le bruit dû à la commutation des transistors.

On prend ici conscience de l'importance des contraintes spécifiquement temps réel. L'horloge de l'unité centrale de traitement est cadencée à 20 MHz, soit une période de 50 ns. Pour régler la valeur de la période *PWM* on se sert de la valeur du registre *TIPER*. La période du cycle *PWM* est égale au produit de la valeur de *TIPER* par la période de l'horloge système qui elle tourne à 10 MHz. Il faut trouver un compromis entre le fait qu'il faille laisser suffisamment de temps au processeur pour accomplir les tâches ordonnées dans le sous-programme de traitement de l'interruption et la nécessité de réajuster suffisamment souvent les paramètres du moteur pour qu'il fonctionne correctement. Pour réaliser une conversion, le convertisseur analogique-numérique a besoin en tout de six fois la période du système multipliée par le coefficient de mise à l'échelle. Or le temps minimal de conversion est 6µs, sinon on détériore la qualité. D'où la relation qui permet de calculer la valeur du coefficient de mise à l'échelle :

$$\text{Période du système} \times \text{coefficient de mise à l'échelle} \times 6 \geq 6\mu s$$

Équation 3-12

En pratique, on a trouvé qu'un bon compromis pour la période du cycle *PWM* était : $1500 * 50 = 75000 \text{ ns}$. Le coefficient de mise à l'échelle utilisé est 10. Donc pour réaliser une conversion il faut 6000 ns. Cette valeur est bien supérieure ou égale à 6µs mais reste inférieure à la moitié de la valeur de la période *PWM*.

L'initialisation du convertisseur analogique-numérique se fait en vidant le contenu des piles de stockage des résultats. Ensuite il convient de définir quelle entrée analogique sera utilisée par chacun des deux canaux du convertisseur.

La gestion des données converties, toujours afin de rester synchronisé avec le cycle *PWM* donc avec le fonctionnement du moteur, est une opération réalisée par le sous-programme de gestion de l'interruption. Il suffit d'écrire dans une variable la donnée présente dans la pile.

3.2.3 Mise en place des paramètres de contrôle

On a maintenant un programme capable de faire tourner un moteur sans balais à courant continu. Il s'agit maintenant de réaliser une séquence permettant d'effectuer le test par impact désiré. On a déjà vu comment commuter les différents transistors en fonction du secteur dans lequel se trouve l'axe du moteur. Cependant ceci n'est valable que pour faire tourner le moteur dans un des deux sens. Pour faire tourner le moteur dans l'autre sens, il faut inverser le sens du courant.

Prenons par exemple le cas du secteur numéro 1. On voit sur la table que seuls les transistors 4 et 5 laissent passer le courant. Par conséquent, le courant circule de la façon suivante :

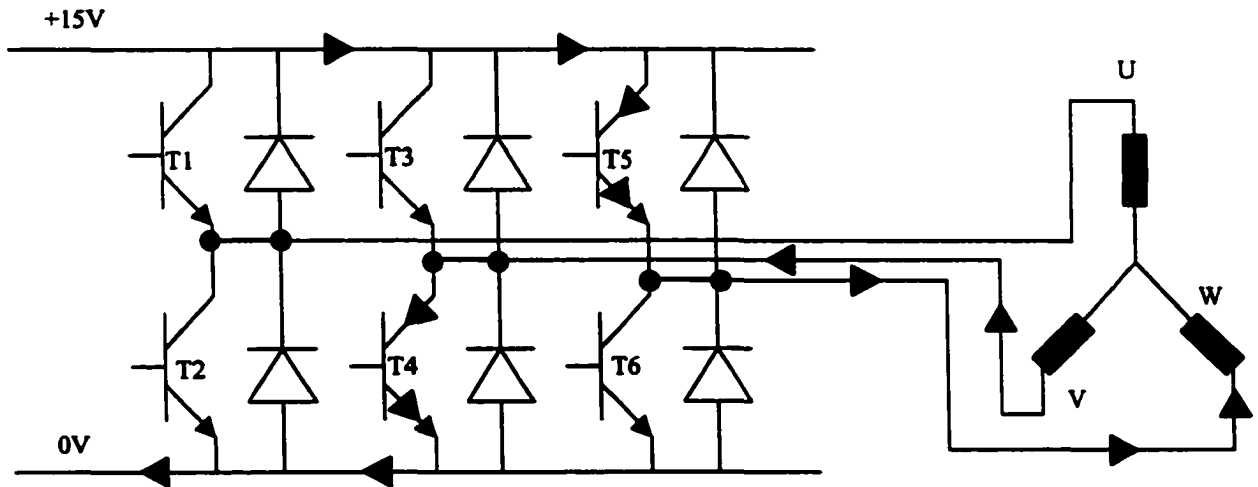


Figure 3-9 : circulation du courant en marche normale

Pour que, dans ce même secteur numéro 1, le moteur tourne dans l'autre sens, il faut donc que le courant circule ainsi :

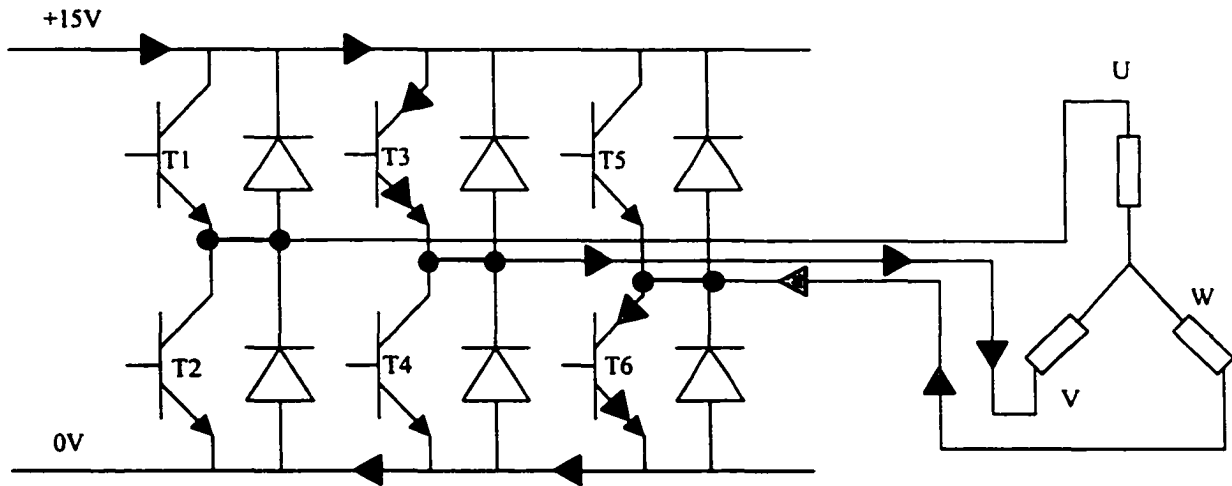


Figure 3-10 : circulation du courant en marche inverse

Pour obtenir une telle circulation du courant, il faut que seuls les transistors 3 et 6 laissent passer le courant. On reconnaît ici la configuration qui pilote le secteur 6 dans le sens initial. Si on fait la même chose pour les autres secteurs, on s'aperçoit que pour faire tourner le moteur dans le sens inverse, il faut inverser la configuration de commutation des transistors entre les secteurs 1 et 6, 2 et 5, 3 et 4. On peut donc ainsi écrire une deuxième table de commutation pour l'autre sens de rotation.

En ce qui concerne la vitesse de rotation du moteur, on a vu qu'elle était directement proportionnelle au rapport cyclique des signaux *PWM* qui font commuter les transistors. Il suffit donc de changer la valeur de ce rapport cyclique quand on passe d'une phase à l'autre de la séquence de pilotage imposée par le cahier des charges.

Le dernier point qui reste à régler est donc de pouvoir faire évoluer dans le temps les paramètres qui régissent le fonctionnement du moteur à savoir la valeur des comparateurs qui règlent le rapport cyclique des signaux *PWM* et la table de commutation à employer.

Pour cela on a recours à une variable de référence qui est incrémentée à chaque passage dans le sous programme de traitement de l'interruption. De sorte que la référence temporelle se trouve synchronisée avec le cycle *PWM*.

Il suffit donc de créer des variables dans lesquelles seront stockés la date des transitions entre les différentes phases de la séquence de pilotage. Ensuite, on place dans le code du sous-programme de traitement de l'interruption des conditions telles que si la valeur du compteur est supérieure à la date de début d'une certaine phase alors on met à jour les valeurs des comparateurs et on aiguille le processeur vers la table de commutation adéquate.

Il ressort de tout ceci que les paramètres de pilotage du moteur sont les suivants : 4 valeurs de comparateur (une pour chaque phase sauf celle de roue libre) et 5 dates de début de phase.

Le signal de commande du moteur est donc un signal de rapport cyclique. Il est assez important de noter que le système évolue en boucle ouverte. En ce qui concerne la forme du signal de commande, on a opté pour la simplicité puisqu'il s'agit d'un signal carré. Il est toujours positif puisque quand on change de sens on ne fait que basculer d'une table de commutation sur l'autre. Ce signal est nul pendant la phase 3 (roue libre) et maximal pendant la phase 4 puisque le marteau est ramené à la vitesse maximale.

L'organigramme suivant résume l'algorithme implémenté afin de piloter le moteur :

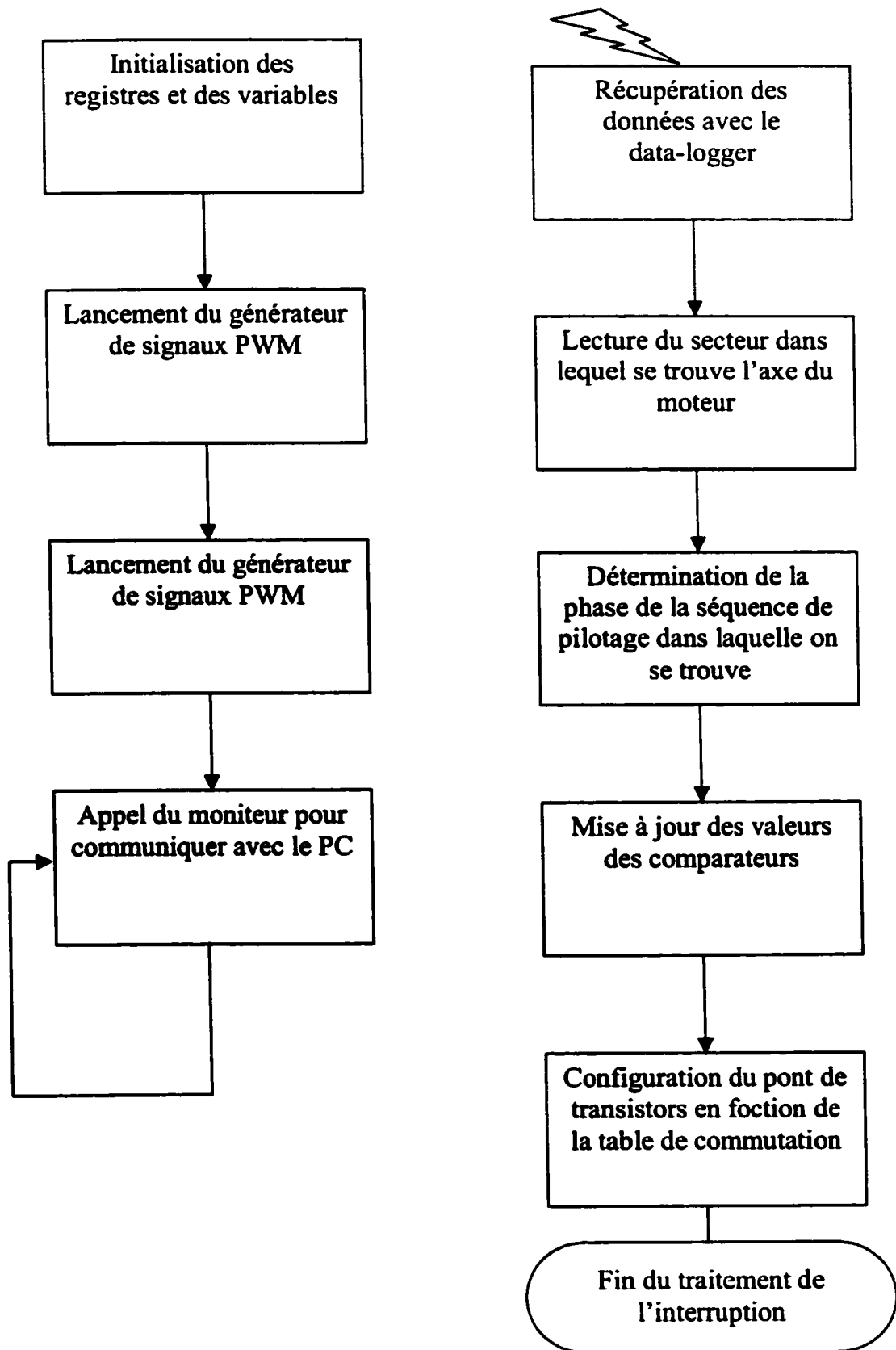


Figure 3-11 : organigramme du pilotage d'un moteur

4 GENERATION DE DEUX IMPACTS CONTROLES

4.1 Définition de la plate-forme expérimentale

4.1.1 Evolution du système

L'architecture du dispositif expérimental que nous avons décrit précédemment, si elle convenait parfaitement pour réaliser un seul impact, présente un certain nombre de carences quand on veut réaliser deux impacts.

Tout d'abord, il est évident que pour réaliser deux impacts, il faut du matériel supplémentaire. Par là j'entends un deuxième capteur de force ainsi qu'un autre moteur accompagné de son support et un deuxième capteur de force.

Enfin il ne faut pas oublier que le pont de transistors qui alimente les phases du moteur n'est pas du tout prévu pour être connecté à un deuxième moteur. C'est à partir de la définition de cette connexion que l'on pourra ensuite adapter le programme de pilotage.

4.1.2 Choix et achat des capteurs de force

Un capteur de force est en général constitué d'un élément piézo-électrique et d'un dispositif d'amplification. Le schéma général est le suivant :

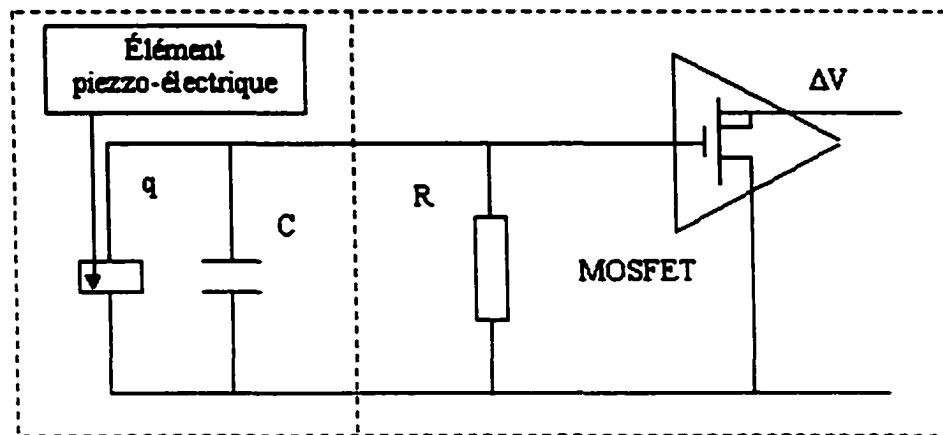


Figure 4-1 : schéma électrique général d'un capteur de force

Dans la technologie utilisée par ce capteur de force, la partie de droite, c'est à dire l'étage d'amplification composé en particulier d'un transistor à effet de champ MOSFET, constitue un élément externe au capteur. Ceci introduit un élément supplémentaire dans la chaîne de mesure. Or, si l'on veut que le phénomène soit répétitif, il faut réduire au maximum ce nombre d'éléments car c'est autant de paramètres en moins à maîtriser.

Autre inconvénient de ce type de capteurs, le câble qui relie le capteur lui-même au conditionneur de signal est d'une rigidité telle que la position de ce fil influe de façon non négligeable sur le comportement du dispositif d'impact. Or il est pratiquement impossible de remplacer ce fil par un autre plus souple car c'est un élément spécifique au capteur de force utilisé. En particulier, la connexion entre ce fil et le capteur de force lui-même est à elle seule un élément critique. Enfin, l'ensemble de ce système de mesure est très cher.

C'est pourquoi nous nous sommes tournés vers un autre type de capteur, fabriqués par la société PCB. Il s'agit en fait cette fois de petits marteaux d'impacts très légers. Ils offrent l'immense avantage à nos yeux de présenter des connexions standards. Il est donc possible de les connecter avec un fil aussi souple que l'on veut.

De plus ils utilisent la technologie ICP *pour integrated circuit piézo-electric*. Cela signifie en clair que l'étage d'amplification est intégré dans la tête du capteur de force. Il suffit de les alimenter avec un conditionneur de signal à courant constant. De plus on est sûr que le signal à la sortie du conditionneur est strictement compris entre -10 V et $+10\text{ V}$. Cela simplifie l'adaptation du signal au convertisseur analogique-numérique. Enfin, ils sont moins chers à l'unité que les autres capteurs.

4.1.3 Réalisation d'un deuxième support

La partie constituant strictement le support du moteur muni de la butée, elle pourra être strictement identique à celle qui a déjà été réalisée. Par contre, si le premier pied permettait de régler la hauteur du point d'impact, ce ne sera plus nécessaire dans le cas du second pied. En effet, seule la hauteur relative des deux points d'impact importe. Par contre, il reste indispensable de conserver toutes les mobilités en rotation car la direction de l'impact est importante vis à vis de la structure testée elle-même.

4.1.4 Adaptation du signal délivré par les capteurs aux caractéristiques du convertisseur analogique-numérique

On a vu que le signal délivré par le conditionneur de signal à courant continu était strictement compris entre -10 V et $+10\text{ V}$. Or chaque entrée du convertisseur analogique-numérique ne peut accepter qu'un signal compris entre 0 V et $+5\text{ V}$. D'où la nécessité d'adapter le signal. Il faut cependant garder à l'esprit que l'on doit préserver au maximum la dynamique du signal.

Les entrées du convertisseur analogique-numérique utilisées (en l'occurrence l'*ADCIN2* et l'*ADCIN10*) sont connectées de la façon suivante :

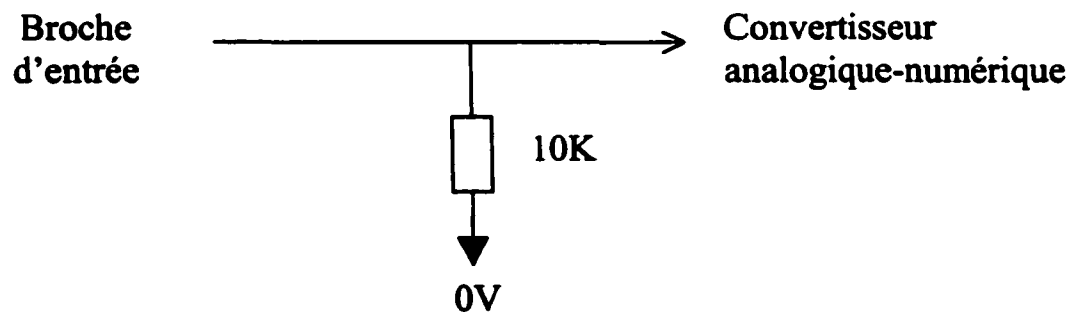


Figure 4-2 : configuration d'origine du connecteur

Or, parmi toutes les broches présentes sur le connecteur du convertisseur analogique-numérique, on dispose en plus d'une référence à la masse d'une autre référence à $+5\text{ V}$. On a donc imaginé le pont de résistances suivant :

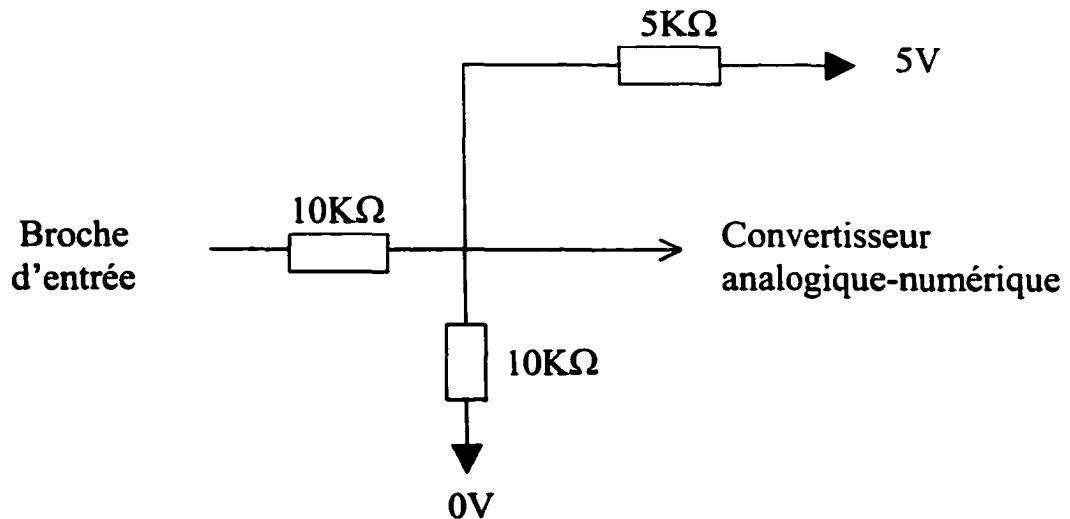


Figure 4-3 : pont de résistances

Ainsi, le signal traité par le convertisseur analogique-numérique rentre bien dans le gabarit.

4.1.5 Connexion du deuxième moteur

Le *full compare unit* délivre trois signaux *PWM* différents pour alimenter les trois phases du moteur. Par conséquent, lorsqu'on voudra piloter deux moteurs avec un seul pont de transistors, il est évident qu'on ne pourra pas commander les trois phases de chaque moteur. Cependant, pour réaliser le type d'impact demandé, on n'a pas besoin de faire tourner le moteur sur tout un tour. En particulier, on peut très bien faire en sorte que l'axe de chacun des deux moteurs reste dans un des six secteurs de soixante degrés définis dans la table de commutation. Or, si on reste dans un de ces secteurs, on n'a pas besoin de commuter les phases.

Considérons par exemple que le moteur reste dans le secteur numéro un. La table de commutation donne en fonction du sens de rotation :

Sens	Transistor 1	Transistor 2	Transistor 3	Transistor 4	Transistor 5	Transistor 6
direct	off	off	off	on	on	off
indirect	off	off	on	off	off	on

Figure 4-4 : table de commutation du secteur 1

On remarque que la phase alimentée par la jambe du pont de transistors qui porte les transistors 1 et 2 n'est jamais connectée à quoi que ce soit. On dit qu'elle est flottante. Soit U la phase connectée aux transistors 1 et 2, V celle connectée aux transistors 3 et 4, et W celle connectée aux transistors 5 et 6. Désignons les deux moteurs par A et B. On voit bien que si chacun des deux moteurs reste dans son secteur un respectif, on aura besoin pour les piloter que de commander leurs phases V et W. On peut donc imaginer la connexion suivante :

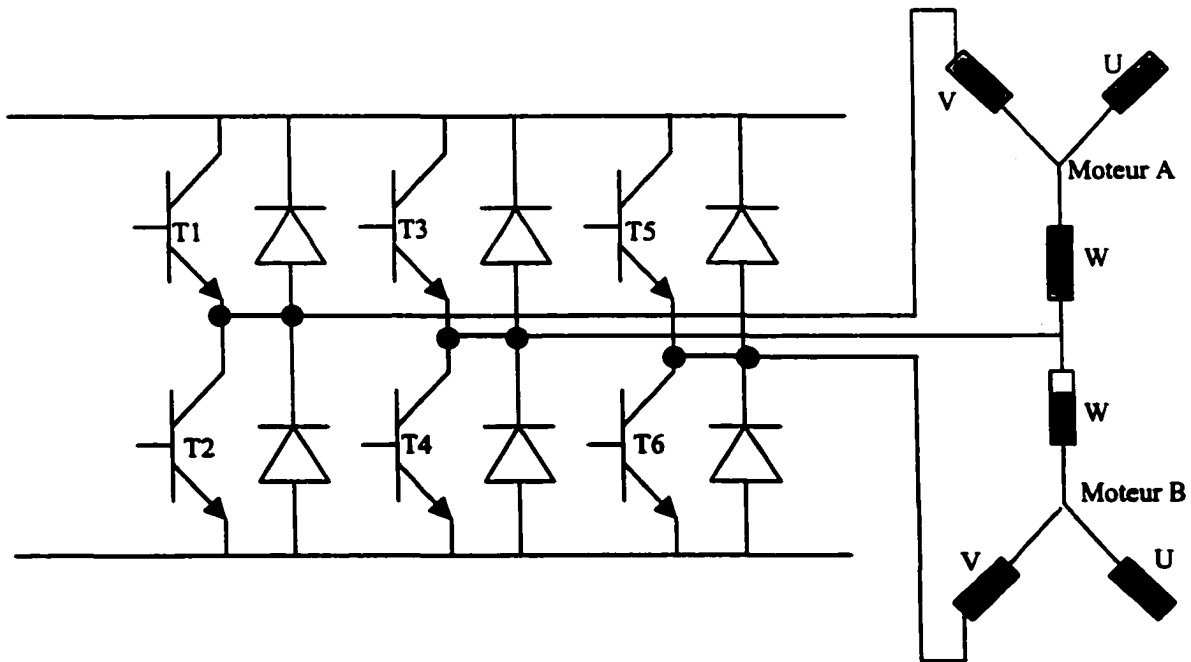


Figure 4-5 : schéma de la connexion des deux moteurs

Ainsi, la commande sur la phase W est commune aux deux moteurs. Par contre, on différencie le pilotage des moteurs A et B par la commande sur la phase V.

4.2 Adaptation du code

4.2.1 Conception du pilotage du pont de transistors adapté à la connexion avec deux moteurs

Le code permettant de piloter deux moteurs avec un seul pont de transistors découle du code déjà réalisé pour le cas d'un moteur unique, et dépend de la configuration de connexion qui a été choisie. La difficulté vient du fait que l'on ne va pas demander aux deux moteurs de faire la même chose au même moment. J'entends par-là que non seulement ils ne vont pas nécessairement tourner à la même vitesse, mais encore qu'ils risquent de ne pas être dans la même phase de la séquence de pilotage. En effet, on peut imaginer que l'un des deux moteurs peut être entrain d'avancer vers la structure pendant que l'autre est en roue libre, ou pire pendant que l'autre recule.

A ce stade du projet, il convient de considérer le fait qu'il existe deux façons de gérer la transition entre la phase active et la phase inactive du cycle *PWM*: le *soft chopping* et le *hard chopping*. En fait cela concerne plus précisément la phase inactive. Considérons que le moteur est dans un secteur donné et qu'il tourne dans un sens donné. Pendant la phase active, sur les trois enroulements, il y en a un par lequel arrive le courant depuis la borne à +15 V, un autre par lequel il repart vers la masse, et un troisième qui est complètement déconnecté et qui est dit flottant. Dans le raisonnement qui suit on ne s'intéressera qu'aux deux phases qui ne sont pas flottantes. Pendant la phase inactive, aucune des deux ne doit être connectée à la borne à +15V. Mais on a le choix entre les connecter à la masse ou les débrancher complètement. Si on les met à la masse on dit qu'on pilote le moteur en *soft chopping* et si on les débranche on dit qu'on pilote en *hard chopping*.

Voici un exemple de la circulation du courant dans le pont de transistors pendant la phase active du cycle *PWM* :

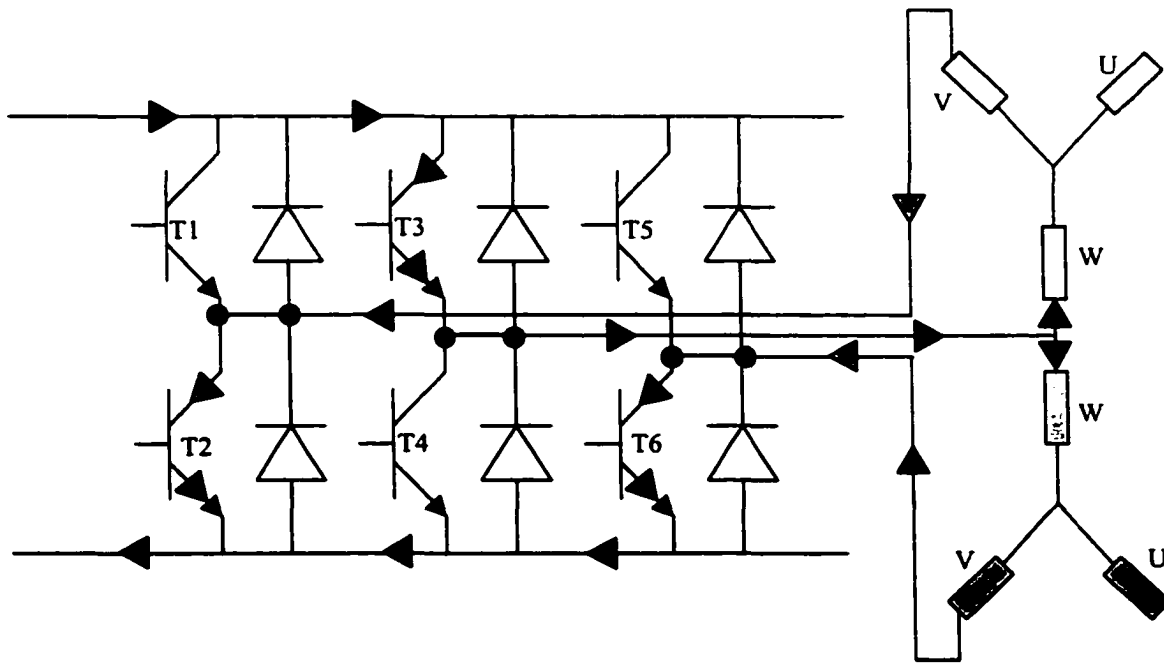


Figure 4-6 : circulation du courant dans la phase active

Pour déterminer le mode de pilotage qui convenait le mieux dans notre cas, on s'est intéressé au trajet du courant pendant la phase inactive dans chacun des deux cas. Commençons par le cas où on pilote le moteur en *hard chopping*. Il ne faut surtout pas perdre de vue le fait qu'on s'intéresse à des phénomènes très courts et que l'on est en permanence en régime transitoire. Par conséquent, à la fin de la phase active, à l'échelle où on regarde le phénomène, le courant ne s'arrête pas instantanément de circuler. Or, aucun des transistors ne laisse passer le courant. La seule solution est donc qu'il traverse les diodes qui sont placées en parallèle avec chaque transistor. Il faut bien réaliser ce qui se passe : on a alors un courant qui va de la masse vers la borne à +15V. La figure suivante permet de se fixer mieux les idées :

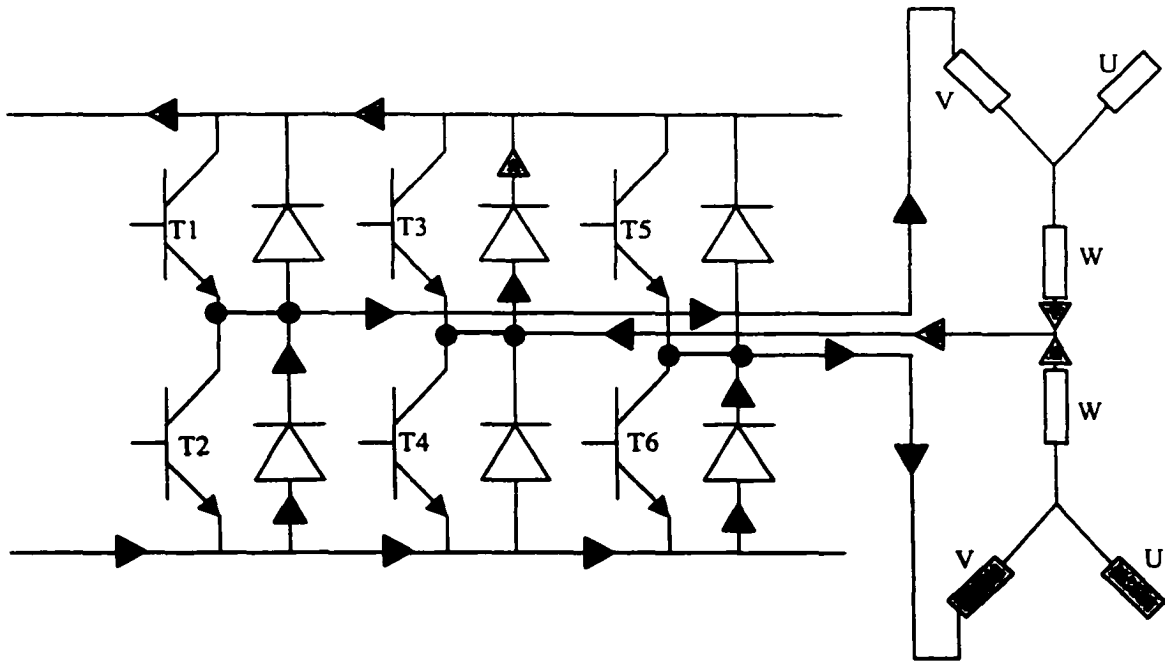


Figure 4-7 : circulation du courant - phase inactive - *hard chopping*

Il est bien évident qu'on risque ainsi d'endommager le pont d'alimentation. Ce phénomène se reproduit au niveau de l'alimentation de la carte elle-même. Ici interviennent de nouveau des considérations de coût. Si on veut que l'ensemble de notre système ne revienne pas cher, on ne peut se permettre d'employer des alimentations onéreuses qui permettraient de s'affranchir de ces effets-là.

- Pour protéger notre carte et son alimentation, on a donc décidé d'opérer en *soft chopping*. Dans ce cas-là, les transistors de la partie inférieure du pont, celle qui est connectée à la masse, laissent passer le courant et celui-ci ne remonte jamais vers la borne à +15V. En fait le courant circule à l'intérieur du moteur comme on peut le voir sur la figure suivante :

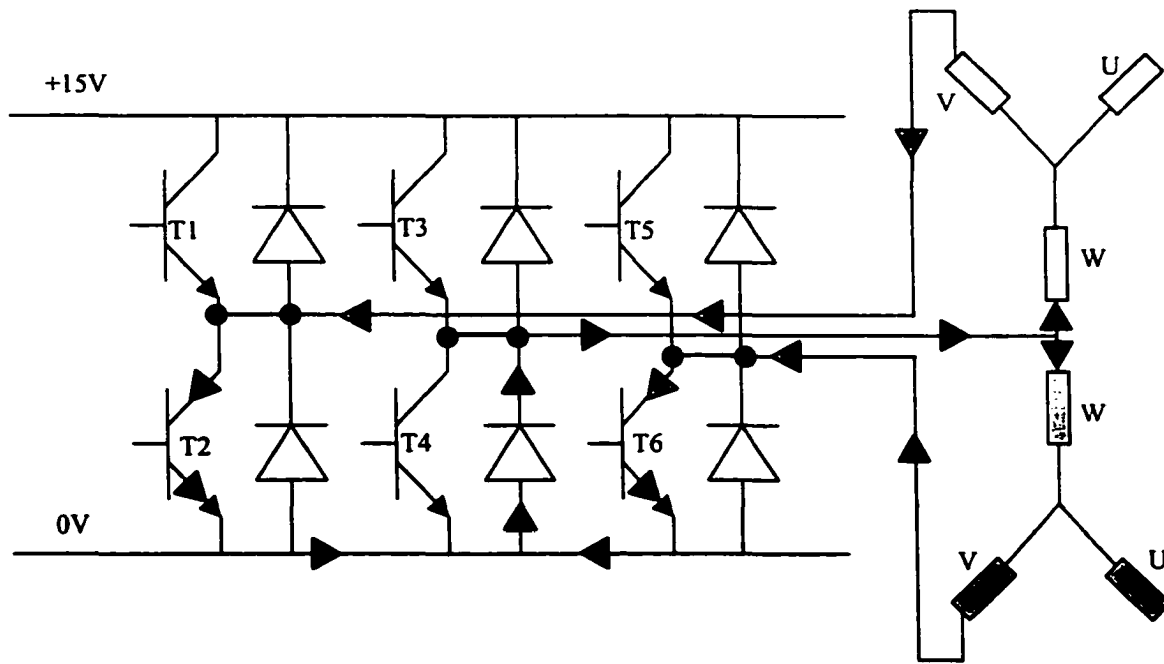


Figure 4-8 : circulation du courant - phase inactive - *soft chopping*

Les conséquences au niveau de l'algorithme de pilotage sont multiples et très importantes. Premièrement cela signifie que les transistors connectés à la masse des jambes du pont qui ne sont pas flottantes devront être configurés en *forced low*. Ensuite, cela va nous dicter nos choix en cas de conflit entre les commandes des deux moteurs.

Il existe trois grand types de commandes pour chacun des deux moteurs : la marche avant, la marche arrière, et la roue libre. Ce qui nous donne en tous six cas à traiter même si certains d'entre eux sont fortement improbables. Je pense en particulier au cas où un moteur avance vers la structure pendant que l'autre recule.

Revenons à la configuration de la connexion entre les deux moteurs et le *DSP*. On a une commande commune pour la phase W de chaque moteur et une commande spécifique pour la phase V. Pour un sens de rotation donné, deux cas sont possibles : soit le courant arrive par la phase V et repart par la phase W soit c'est le contraire.

Si le courant arrive dans chaque moteur, le moteur A et le moteur B, par sa phase V, alors il est possible de générer deux commandes différentes. En effet, si à un moment donné, on décide de commuter la phase V du moteur A à la masse, alors le courant va continuer à circuler normalement, de la borne +15 V la borne 0 V, dans le moteur B. Ainsi on va pouvoir générer des signaux de rapports cycliques différents et même mettre le moteur A en roue libre pendant qu'on continue d'alimenter le moteur B. Et ce, qu'il soit en train de reculer ou d'avancer.

Par contre, si le courant arrive par la phase commune, la phase W, on ne peut réaliser de commande indépendante. En effet, si on commute la phase W à la masse, on est obligé de le faire pour les deux moteurs. Si on pilotait en *hard chopping* on aurait pu envisager une solution intermédiaire dans laquelle on partage le cycle *PWM* entre les 2 moteurs. Pendant la phase active on fait passer le courant dans un sens pour alimenter le moteur en marche avant, et pendant la phase inactive on s'occupe du moteur en marche arrière. Néanmoins cette solution paraît, même en s'autorisant le *hard chopping*, bien difficile à mettre en œuvre au regard du bénéfice qu'on en retirerait.

Or, il semble évident que dans notre cas la commande critique est la commande de marche avant. En effet c'est la durée de la phase 2 ainsi que la valeur du rapport cyclique du cycle *PWM* pendant celle-ci qui détermine complètement la date et la force de l'impact. La phase de retour, j'entends par-là la phase 4 car les phases 1 et 5 ne sont pas à proprement parler des phases de pilotage, ne sert qu'à éviter le double impact. Or, on a pu se rendre compte que ce n'était nullement un facteur limitant. La conséquence de tout ceci est qu'on a décidé que la commande marche avant correspondrait au cas où le courant arrive par la phase V de chaque moteur.

Reste quand même la question des éventuels conflits entre les commandes des 2 moteurs à régler. Pour cela, on a établi des priorités.

Si 1 des 2 moteurs est en roue libre alors on peut très bien réaliser la commande désirée sur l'autre moteur sans créer de conflits. Ainsi, on a déjà couvert 3 des 6 cas.

Si les 2 moteurs sont en marche avant, alors il n'y a aucun problème. On peut même, comme on l'a expliqué plus haut, réaliser deux signaux de commande avec des rapports cycliques différents.

Si les 2 moteurs sont en marche arrière alors, pour les raisons qui ont été évoquées dans les paragraphes précédemment, on ne pourra pas réaliser 2 rapports cycliques différents. Toutefois, afin de privilégier la phase 4 sur la phase 1 et 5, on choisira d'envoyer un signal dont le rapport cyclique sera le plus grand des 2 demandés.

Reste le cas épineux mais improbable où on désire entraîner un moteur en marche avant et l'autre en marche arrière. Cette configuration a peu de chance de se produire car il faudrait que le décalage entre les deux impacts soit supérieur à la durée de la phase de roue libre sur l'impacteur le plus en retard. Or on espère que le décalage qu'on aura à réduire au moment de la mise au point du dispositif sera très court. Néanmoins, afin que le programme soit parfaitement robuste, on se doit de traiter aussi ce cas. D'une part, on a démontré que la phase de marche avant était bien plus critique que celle de marche arrière. D'autre part, il est impossible de concilier ces deux commandes. En effet, les sens du courant en marche avant et en marche arrière sont opposés. Or le courant doit toujours passer par la jambe du pont de transistors qui alimente la phase commune. Il faut donc privilégier une commande et c'est bien évidemment la marche avant qui a été choisie. Quant à la phase V du moteur que l'on voulait entraîner en marche arrière, on décide de la débrancher et ainsi de mettre le moteur en roue libre.

Une fois qu'on a précisé quelle configuration appliquer au générateur de signaux *PWM*, l'intégration à l'ensemble du code déjà réalisé pour un moteur est en fait assez simple. Dans l'algorithme qui a été implémenté, on fait une lecture successive de la phase de la séquence de pilotage dans laquelle se trouve chacun des 2 moteurs. A partir de là on bascule sur 1 des 9 configurations envisagées. Ces configurations correspondent aux 3 types de commande à savoir : marche arrière, roue libre, et marche avant. Comme il y a 2 moteurs et que l'ordre est important cela nous donne bien 9 possibilités.

4.2.2 Mise en place de paramètres séparés pour le contrôle de chacun des deux moteurs

La mise en place de paramètres de commande séparés pour le pilotage de chacun des deux moteurs n'est pas non plus en soit une opération très délicate. Ce qui l'est d'avantage c'est le chargement de ces paramètres dans les différents registres du générateur de signaux *PWM*

En effet les paramètres de contrôles sont les mêmes. Il s'agit des rapports cycliques dans chacune des cinq phases de la séquence de pilotage ainsi que les dates de début et de fin de ces phases. On a donc tout simplement déclaré un jeu de variables de contrôle dédié au moteur A et un autre au moteur B.

En ce qui concerne la mise à jour des registres du générateur de signaux *PWM*, elle se fait bien entendu au cours de l'exécution du sous-programme de traitement de l'interruption. De plus on a eu recours à plusieurs variables auxiliaires pour faciliter l'opération. Il s'agit des variables *PhaseA*, *PhaseB*, *COMPA*, et *COMPB*. Elles servent à stocker la valeur courante de la phase de la séquence de pilotage dans laquelle se trouve chacun des deux moteurs ainsi que celle du rapport cyclique.

Les opérations se succèdent de la façon suivante. On lit la valeur du compteur numéro 2. De cette valeur, on déduit la phase de la séquence de pilotage dans laquelle se trouve le moteur A. A ce moment là, on met à jour la valeur de *PhaseA* qui indique si le moteur est dans la phase 1, 2, 3, 4, ou 5 de la séquence de pilotage, ainsi que celle de *COMPA* qui contient la valeur courante du comparateur dédié au moteur A. Ensuite, on relit la valeur du compteur numéro 2 et recommence pour le moteur B.

Ensuite, selon les valeur présente dans les variables *PhaseA* et *PhaseB*, on bascule vers une des neuf configurations possibles. A ce niveau on met à jour les registres du générateur de signaux *PWM*. Dans certains cas on a encore un choix à faire pour déterminer le rapport cyclique du signal commandant la tension dans les enroulements des deux moteurs qui sont connectés au même endroit. Le tout se fait conformément à la logique de pilotage qui a été décrite précédemment.

4.3 Recherche des paramètres pour obtenir un moment

Avant de se livrer à la mise au point à proprement parler, il faut au préalable s'assurer du bon fonctionnement du programme et tester sa capacité à piloter correctement deux moteurs en même temps.

On s'est donc livré à une première série de tests « à vide » juste pour vérifier que tout fonctionne bien et que le pont de transistors supporte bien la charge supplémentaire que représente un second moteur. Voici le résultat d'un de ces essais :

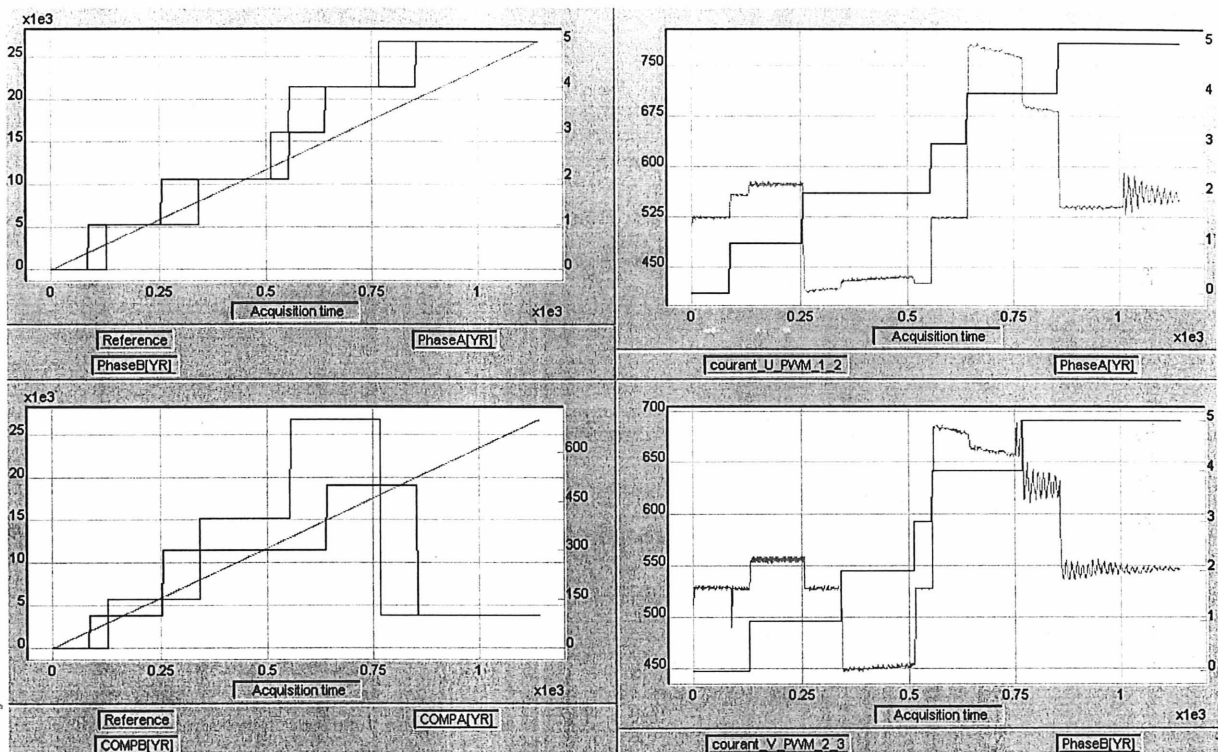


Figure 4-9 : évolution des variables de contrôle pour deux moteurs

On peut voir sur ce graphique que le jeu de paramètre permettant de vérifier le fonctionnement du programme et en particulier le passage dans les bonnes sections du code au bon moment a été dédoublé.

Dans le test dont on voit les résultats ci-dessus, les paramètres de contrôle avaient été initialisés de la façon suivante :

```

SPLK      #0,_COMPA
SPLK      #100,_COMPA0
SPLK      #300,_COMPA1
SPLK      #500,_COMPA2
SPLK      #100,_COMPA3
SPLK      #2000,_caleA
SPLK      #6000,_debutA
SPLK      #13000,_finA
SPLK      #15000,_retourA
SPLK      #20000,_detenteA
SPLK      #0,_COMPB
SPLK      #150,_COMPB0
SPLK      #400,_COMPB1
SPLK      #700,_COMPB2
SPLK      #100,_COMPB3
SPLK      #3000,_caleB
SPLK      #8000,_debutB
SPLK      #12000,_finB
SPLK      #13000,_retourB
SPLK      #18000,_detenteB
    
```

Ceci est un extrait de la partie initialisation des variables du code en assembleur. L'instruction *SPLK* sert à écrire une valeur à une adresse mémoire. Ici, il y a ces valeurs sont des entiers décimaux. L'adresse mémoire est spécifiée après la virgule à l'aide du nom de la variable qui est stockée à l'adresse mémoire visée. Les variables *cale*, *début*, *fin*, *retour*, et *détente* contiennent les dates du début de chacune des cinq phases de la séquence de pilotage. Les variables *COMPx* servent à stocker la valeur du comparateur à appliquer au cours de chacune de ces cinq phases.

Revenons à l'analyse de nos résultats. Dans la partie de gauche, on peut observer le déroulement des différentes phases en fonction du temps et vérifier que celui-ci correspond bien au tableau de marche établi lors de l'initialisation des variables.

Mais la partie la plus intéressante est sûrement celle de droite où on peut observer le comportement d'un paramètre que l'on n'avait pas étudié jusqu'à présent et qui est l'intensité du courant dans l'enroulement de chaque moteur qui est piloté spécifiquement. Il est intéressant de comparer l'évolution de cette grandeur en fonction de la phase de la séquence de pilotage dans laquelle se trouve le moteur. En effet, il y a une différence entre d'une part le fonctionnement du logiciel qui détermine si la bonne commande est envoyée au bon moment à chacun des transistors, et d'autre part la capacité de la carte à exécuter cette commande. Ce qui compte au final, c'est le courant qui circule dans le moteur et qui détermine sa vitesse et son sens de rotation.

La mesure du courant dans les enroulements se fait grâce à une résistance de shunt placée entre la masse et le transistor inférieur de chacune des jambes du pont de transistors comme on peut le voir sur le graphique suivant :

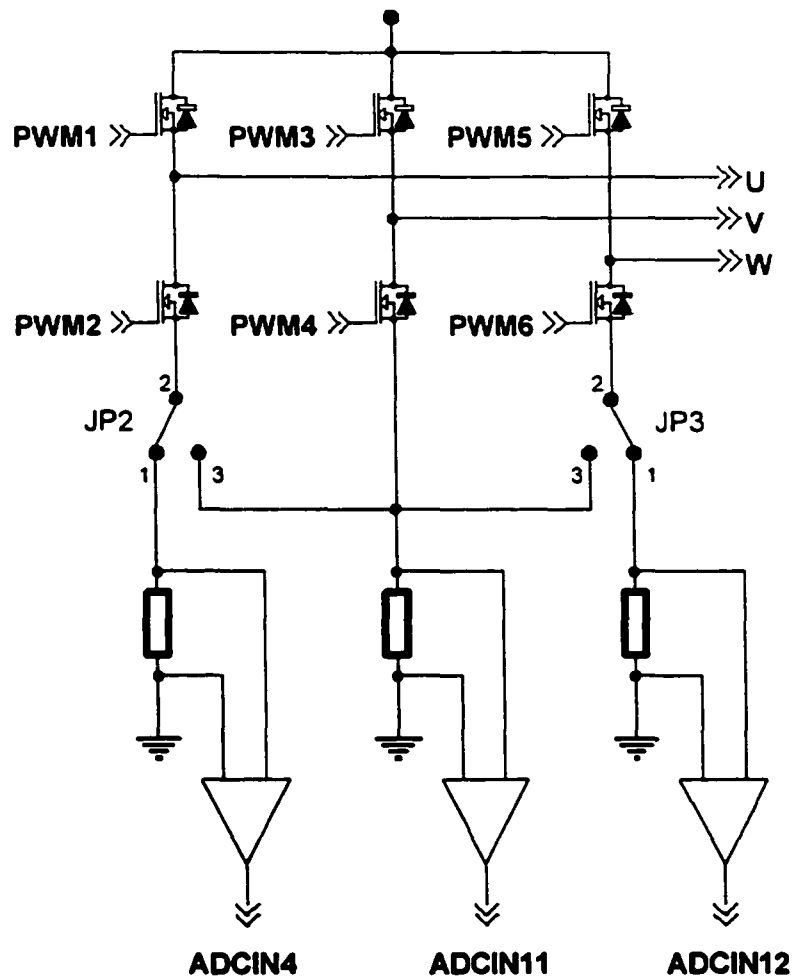


Figure 4-10 : dispositif de mesure du courant dans les enroulements

Comme on peut le voir, on mesure la tension aux bornes de la résistance de shunt, dont la valeur est connue très précisément. Cette information est relayée jusqu'à un canal d'entrée du convertisseur analogique-numérique qui est dédié à cette opération. Selon les spécifications de la carte Technosoft, lorsque la valeur du courant ainsi mesurée est nulle, la valeur lue dans la pile de stockage est de 512. De plus, 1 bit de moindre poids dans la pile du convertisseur correspond à 5 mA. C'est d'ailleurs à cette valeur que sont initialisées les variables destinées à récupérer la valeur du courant dans la pile du convertisseur analogique-numérique.

Avant même le début de la séquence de pilotage on remarque un petit décalage puisque la valeur lue est d'environ 525. Ceci correspond à une erreur de 50 mA ce qui est tout à fait acceptable aux échelles où nous travaillons. C'est le moteur A qui démarre le premier pour venir se caler contre la butée. On peut tout de suite constater que, dans la configuration de connexions adoptée, une rotation du moteur vers la butée est due à l'apparition dans l'enroulement piloté spécifiquement d'un courant positif. Au contraire, lorsque le moteur entraîne l'actionneur vers la structure, le courant est positif.

Lorsque le moteur B démarre à son tour, un courant apparaît celui-ci. Cependant, on se souvient que le rapport cyclique affecté au moteur B dans la phase 1 était de $150/1500 = 0.1$, alors que pour le moteur A, on avait que $100/1500$. Or, quand le moteur B entre en action, on se trouve dans une configuration où les deux moteurs reculent en même temps. Selon les choix effectués, les deux moteurs doivent alors être alimentés avec des signaux de même rapport cyclique. Ceci se manifeste par une augmentation de l'intensité du courant dans le moteur A.

Ensuite, le moteur A entre dans la deuxième partie de la séquence de pilotage. Un courant, négatif cette fois, apparaît donc. Toutefois, le moteur B se trouve toujours dans la première phase. Autrement dit, on demande à un moteur de reculer et à l'autre d'avancer. On a vu qu'une telle opération était irréalisable avec une seule carte. Néanmoins on constate que le processeur réagit comme prévu puisque le moteur A avance normalement et que le moteur B est en roue libre puisque le courant devient nul, au décalage initial près.

On retrouve une situation plus conventionnelle quand le moteur B passe à son tour dans la deuxième phase de la séquence de pilotage. A ce moment là, les deux moteurs entraînent l'actionneur vers la structure et on peut appliquer à chacun des deux signaux de commande le rapport cyclique que l'on veut. On a quand même la surprise de constater une légère chute d'intensité dans le courant alimentant le moteur A. Quand je parle de chute d'intensité il faut bien entendu comprendre que je raisonne en valeur absolue par rapport à la référence initiale. C'est un phénomène intéressant sur lequel nous reviendrons plus tard. Cet effet disparaît d'ailleurs dès que le moteur B passe en roue libre conformément au cahier des charges concernant la phase 3 de la séquence de pilotage.

Quand les deux moteurs sont dans la phase 4 on peut observer la conjugaison de deux effets précédemment observés séparément. Le moteur B est le premier à entrer dans sa phase de retour rapide. De plus, c'est à lui qu'on impose le plus fort rapport cyclique dans cette phase 4. Or quand le moteur A commence à son tour à rappeler l'actionneur, on observe une chute de l'intensité du courant dans le moteur B. Cela signifie que le moteur B impose son rapport cyclique supérieur mais que le phénomène déjà observé dans la deuxième phase vient se superposer. Il est donc difficile de comparer alors le courant mesuré dans le moteur A avec celui que l'on cherche à lui imposer grâce au rapport cyclique initialement affecté à la phase 4.

Il convient donc de s'intéresser de plus près à ce phénomène de chute de l'intensité du courant dans les enroulements lorsque les deux moteurs tournent en même temps à une vitesse relativement élevée. C'est ce qui se produit quand ils sont simultanément dans les phases 2 ou 4. Voici le résultat d'un autre essai effectué où ce phénomène est plus flagrant encore :

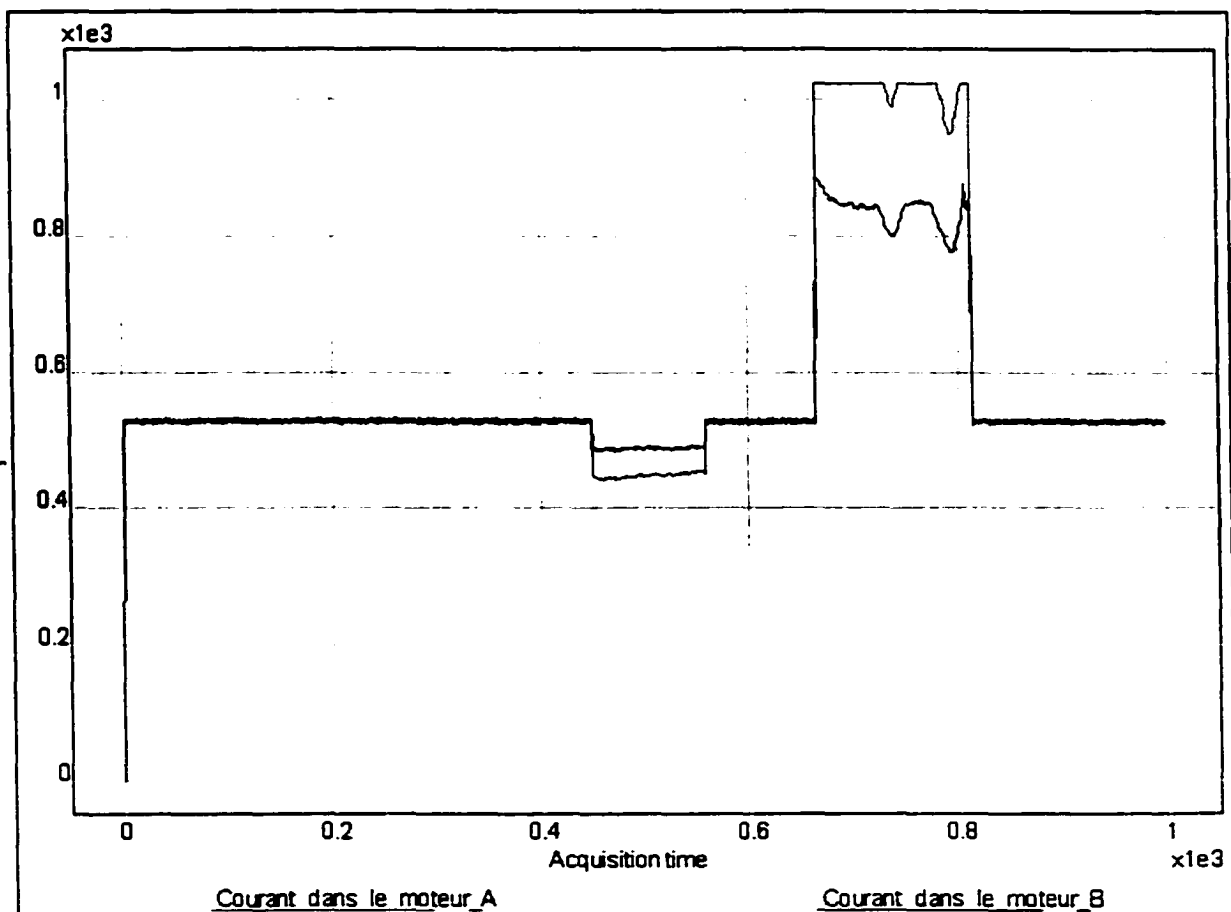


Figure 4-11 : visualisation de la chute d'intensité du courant

Il est intéressant d'observer que le plat présenté par le courant dans le moteur A au moment où sa valeur est maximale est dû à une saturation du convertisseur analogique-numérique. Ceci explique que l'allure des deux courants, avec le phénomène de chute d'intensité que l'on peut observer intégralement sur le moteur B, ne soient pas semblable.

On a pu remarqué que dans certains cas extrêmes, avec des signaux de rapports cycliques proches de 1, on perdait le contrôle des moteurs en cours de test et qu'une *led* rouge s'allumait sur la carte. Or, si cette *led* rouge s'allume, cela indique que les courants dans les moteurs dépassent la capacité du pont d'alimentation. Dans ces cas là, la carte coupe l'alimentation du moteur ce qui explique les pertes de contrôle. De plus, si on arrive à déclencher la protection de sur-courant, il y a de très fortes chances que la tension de rail qui alimente la carte diminue de façon importante durant l'impulsion. Si c'est le cas, étant donné que l'alimentation que nous utilisons est « rechargée » toutes les 8.3ms seulement (redressement double alternance 60 Hz), la forme de l'impulsion de tension varie sûrement beaucoup en fonction du moment où elle survient par rapport à la période du secteur.

C'est ce que nous avons pu vérifier en observant à l'oscilloscope la tension délivrée par l'alimentation de la carte pendant un essai. Cette dernière subit une chute au même moment que le courant dans les enroulements du moteur. De plus, cette chute a la même « forme ».

On peut envisager trois solutions à ce problème. Tout d'abord on pourrait utiliser une alimentation plus robuste qui ne baissera pas de façon significative durant l'impulsion. Cependant, il s'agit là d'une solution à court terme, moins intéressante à cause du prix élevé d'une telle alimentation.

De façon plus élégante, si on mesurait en temps réel la tension d'alimentation de la carte, alors il serait possible de compenser ses chutes par une augmentation du rapport cyclique du signal *PWM*. L'avantage de ce procédé est qu'il est compatible avec une alimentation de faible qualité donc peu chère. Cependant il n'est pas sûr que cette méthode soit suffisamment précise pour être efficace. De plus il ne faut pas oublier que ce problème ne survient que lorsque le rapport cyclique est déjà élevé ce qui nous laisse une marge de manœuvre réduite.

Enfin, on pourrait asservir le courant et non la tension. Si on opte pour cette solution, c'est la boucle d'asservissement qui va se charger de la compensation de la variation de tension de rail. Si on veut une bonne répétitivité, il faut toutefois obtenir une boucle d'asservissement rapide pour que les variations, inévitables, soient compensées dans un temps suffisamment court. De plus, on va être confronté au même problème que précédemment car la boucle d'asservissement ne peut agir que sur un rapport cyclique que l'on sait élevé dans la plage de fonctionnement du moteur où cette boucle devrait être efficace.

Enfin pour conclure sur ce phénomène de chute de l'intensité du courant dans les enroulements, il convient de souligner que le moment où s'effectue la mesure de l'intensité du courant peut avoir une influence prépondérante. En effet, la conversion du signal analogique en information numérique se déclenche à la moitié du cycle *PWM*. Or, la résistance de shunt est située entre la masse et le transistor inférieur de chaque jambe du pont d'alimentation. Par conséquent, cette mesure n'a de sens que si ce transistor inférieur est passant. On voit donc que la pertinence de la valeur de l'intensité du courant dont on dispose dépend du rapport cyclique du signal *PWM* et du temps nécessaire à la conversion. Au milieu du cycle *PWM* ce fameux transistor inférieur est bien passant et ce encore pour une période dont la durée est égale à la moitié de la phase active du signal *PWM*. Pour que la mesure ait du sens il faut donc que la conversion se déroule intégralement pendant ce court laps de temps.

De toutes façons, ce phénomène n'intervenant qu'à des vitesses de rotations élevées, il n'est donc pas critique pour nous puisque ce n'est pas une caractéristique que nous recherchons. Il reste un dernier problème à soulever. En effet, on a pu observer une différence de comportement entre les deux moteurs qui semble directement imputable aux caractéristiques propres de ces moteurs. Pour vérifier cela, on a effectué un essai où les deux moteurs étaient pilotés avec les mêmes paramètres de contrôle. En voici le résultat :

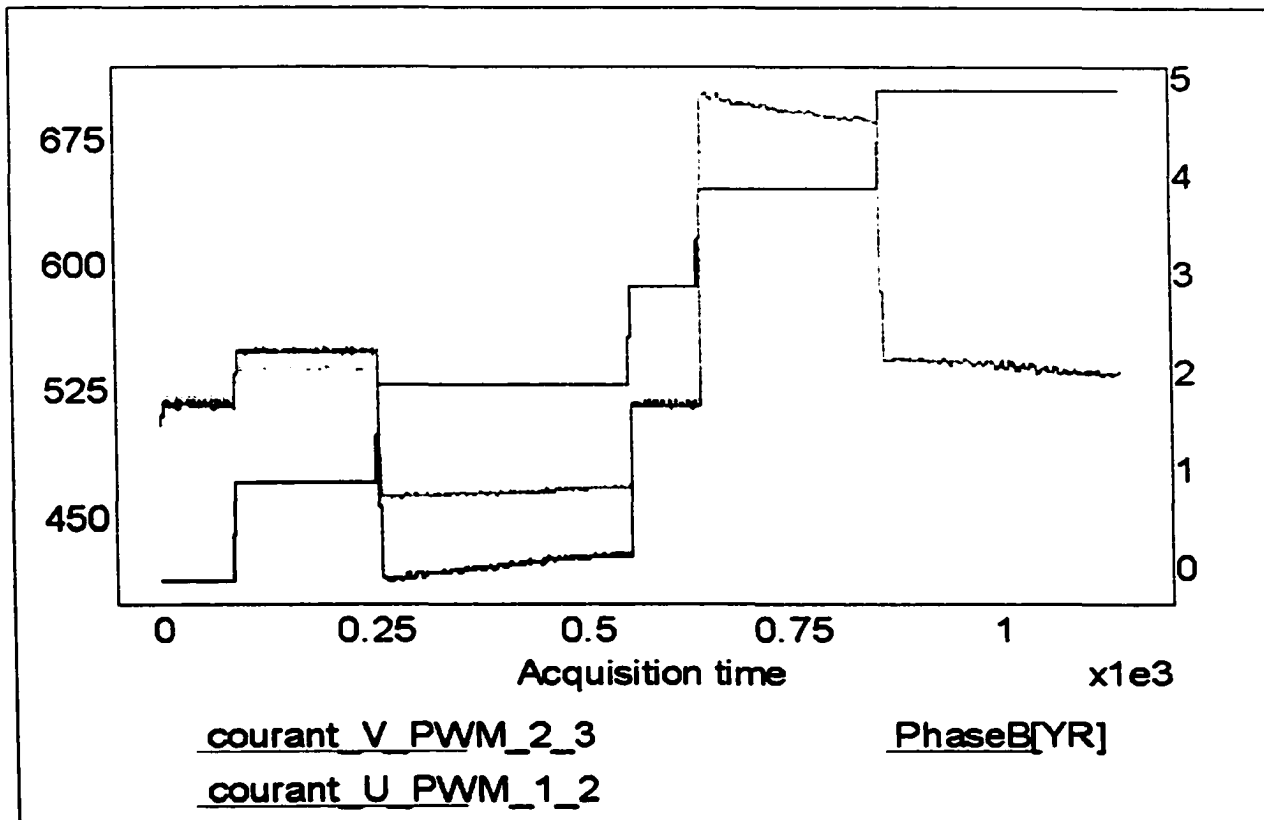


Figure 4-12 : essai avec des paramètres identiques pour les deux moteurs

Il y a déjà un petit décalage avant le démarrage des moteurs mais celui-ci n'est pas significatif. En fait la différence d'intensité du courant entre les deux moteurs apparaît quand les moteurs tournent et elle semble d'autant plus grande que la vitesse de rotation est élevée. Elle est d'ailleurs maximale au cours de la quatrième phase de la séquence de pilotage, quand on ramène les actionneurs le plus vite possible afin d'éviter un double impact.

Si on visualisait la tension moyenne du signal que l'on envoie dans les enroulements du moteurs, on observerait des échelons. Or si on regarde le signal qu'on obtient à la sortie, on s'aperçoit qu'il n'est pas carré. En fait, il a une forme en exponentielle croissante quand le courant est négatif et décroissante quand le courant est positif. Ceci est dû à l'établissement progressif de la force contre électromotrice au fur et à mesure que le moteur accélère. Ce pendant, dans les instants qui suivent la transition entre un état de roue libre et un état moteur, le comportement des enroulements peut être assimilé à celui de leurs résistances interne.

Or, même quand le comportement des enroulements est résistif, on observe une différence. On a donc effectivement mesuré la résistance propre des enroulements de chaque moteur pour voir si l'écart entre les deux courants provenait de là. Mais, même si les valeurs de ces résistances se sont en effet avérées dissemblables, elles ne l'étaient pas assez pour justifier l'ampleur du phénomène observé.

On a donc du envisager une autre explication. Voici celle que l'on a considérée comme la plus probable. S'il est facile de mesurer la valeur des résistances internes des enroulements, il est beaucoup plus compliqué, voire impossible, de connaître celle des résistances de *shunt*, et ce pour des raisons d'accessibilité. Or ces dernières occupent une place prépondérante dans la chaîne de mesure. Il est donc fortement probable que les écarts d'intensité constatés proviennent d'une disparité entre les valeurs de ces résistances de shunt.

Cependant, là aussi le problème n'est pas critique puisque le système qu'on cherche à développer a justement pour principal objectif de permettre à l'utilisateur de s'affranchir de ce genre de disparités de comportement.

-

5 METHODE POUR RENDRE LES IMPACTS SYMETRIQUES

La méthode développée dans ce projet a pour objectif de s'affranchir des conditions initiales dues à la configuration du dispositif expérimental. Pour cela, un premier essai est réalisé. A partir de ses résultats on estime l'erreur commise et on calcule la correction à effectuer afin que lors du prochain essai, les objectifs soient atteints.

Ici, l'objectif est de réaliser deux impacts symétriques. Une fois le premier essai réalisé, l'estimation de l'erreur commise se fait grâce à l'analyse des signaux fournis par les deux capteurs de force.

5.1 Analyse des signaux

Pour que deux impacts soient symétriques il faut deux choses : qu'ils se produisent au même moment et avec la même force.

5.1.1 Détection des amplitudes

On distingue deux approches principales pour caractériser la force d'un impact. Une façon consiste à dire que la force de l'impact correspond au niveau maximal du signal délivré par le capteur de force. L'autre approche considère que la force d'un impact est d'avantage liée à l'intégrale de celui-ci, à l'aire sous la courbe.

Les deux approches sont incompatibles. En effet, la forme de l'impact, dépendant en particulier de sa durée, est un paramètre qui échappe à notre contrôle. Dès lors, si deux signaux d'impact ont des maxima de même valeur, ils ne sauraient avoir la même intégrale.

La méthode qui consiste à se fier au maximum du signal de force est simple, facile à implémenter et d'exécution rapide. Par contre, elle est très sensible au bruit. L'autre méthode est peu sensible au bruit par contre elle est beaucoup plus lourde en charge de calcul.

5.1.2 Détection du décalage temporel

Comme pour la force d'un impact, il existe aussi deux façons de détecter le décalage temporel entre deux signaux. On peut se contenter de chercher l'abscisse du maximum de chaque signal. Là encore, c'est une méthode simple mais qui est très sensible au bruit.

L'autre méthode est basée sur le calcul de l'intercorrélation des deux signaux. En effet, étant donné que les deux signaux ont des formes similaires, on peut considérer que l'abscisse du maximum de l'intercorrélation indique le décalage temporel entre les deux signaux. Supposons que l'acquisition de chacun des deux signaux de force est réalisée sur n échantillons. L'intercorrélation des deux signaux comprend alors $2n-1$ points. Soit m l'abscisse du maximum de cette intercorrélation, $|m-n|$ correspond alors au décalage temporel entre les deux signaux et le signe de m nous indique quel impact est survenu en premier.

Là encore, la charge de calcul est bien supérieure dans le cas de la seconde méthode mais elle offre plus de robustesse.

5.1.3 Algorithme de génération d'une nouvelle commande

Quels que soient les critères choisis, le calcul des nouveaux paramètres de la commande se fait de la même manière. La force d'un impact dépend de la vitesse avec laquelle le marteau frappe la structure. Cette vitesse est elle-même proportionnelle au rapport cyclique du signal qui alimente le moteur. Le moment auquel l'impact se produit est d'avantage lié à l'instant de départ du marteau vers la structure.

De plus, on choisit de modifier seulement la commande d'un des deux marteaux, le marteau 1 par exemple. On a donc en entrée les deux signaux délivrés par les capteurs de force et en sortie le rapport cyclique du signal alimentant le moteur 1 ainsi que l'instant de départ du marteau 1.

Voilà comment s'effectuent les calculs :

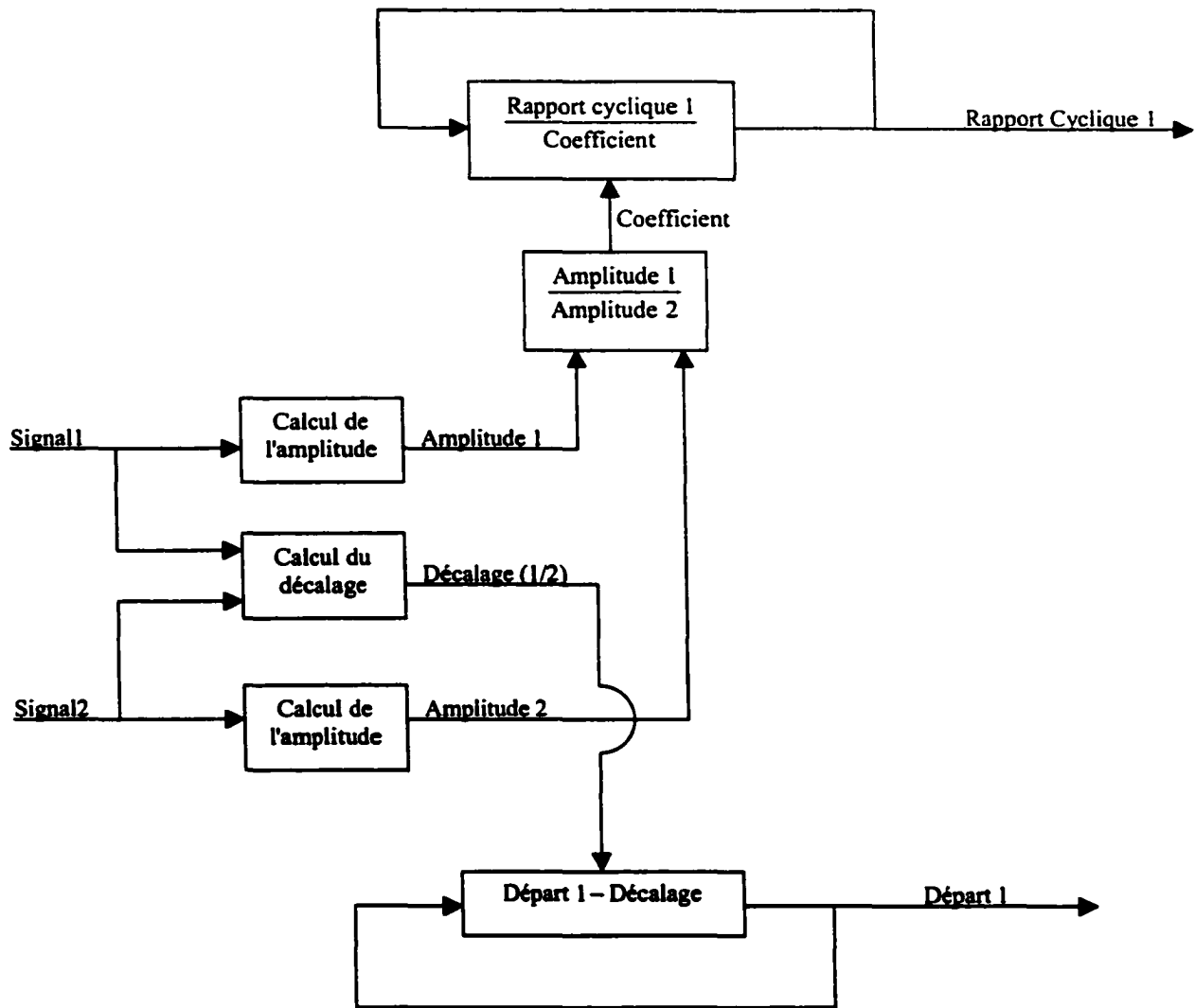


Figure 5-1 : algorithme d'élaboration d'une commande

Reste à savoir maintenant comment intégrer ces calculs au reste du code de contrôle qui doit fonctionner en temps réel. La réponse à cette question va entre autres déterminer le choix des critères à adopter pour estimer la force des deux impacts et le décalage temporel entre les signaux.

5.2 Mise en place pratique de la méthode

Dans un premier temps, la correction de la commande se fait "manuellement" afin d'obtenir deux impacts symétriques.

5.2.1 Etapes successives de correction de la commande

Tout le processus d'analyse des signaux est réalisé sur le PC à l'aide de logiciels adaptés, Matlab dans notre cas. Il faut donc au préalable transférer les données binaires de l'acquisition de chaque signal au PC via le lien série. Puis le moniteur transforme ces données en code ascii et les met sous forme de fichier texte.

Au terme du processus d'analyse, on dispose d'une estimation de la force de chaque impact et de leur décalage temporel. De ces données, on déduit de nouvelles valeurs pour les paramètres de contrôle qui régissent le mouvement de chacun des deux moteurs. Le programme est alors modifié en conséquence et la nouvelle version est rechargée dans le DSP pour y être exécutée.

5.2.2 Choix des critères appliqués

Si les calculs se font sur le PC, entre deux exécutions du code de contrôle, les contraintes de temps de calcul deviennent caduques. D'où le choix d'adopter une méthode intégrale pour l'estimation de la force de l'impact. En ce qui concerne le décalage temporel entre les deux signaux, il sera déduit de l'intercorrélation. Ces opérations sont classiques et ne nécessitent pas une description plus explicite.

5.2.3 Dérive du comportement vis à vis des corrections

Théoriquement, on devrait être capable de rendre les impacts symétriques en deux essais seulement. Un premier essai doit être effectué pour obtenir les données nécessaires à l'estimation du rapport entre les forces des deux impacts et du décalage temporel. Lors du deuxième essai, bénéficiant de la correction calculée à partir de l'erreur estimée, on devrait obtenir deux impacts symétriques.

Cependant, certains phénomènes électriques ou mécaniques font que l'obtention d'impacts symétriques nécessite plusieurs essais et plusieurs corrections. Parmi eux, on a pu observer que le comportement des moteurs n'évolue pas de façon linéaire en fonction des corrections apportées.

Pour illustrer ce phénomène, on a réalisé l'essai suivant. On effectue une séquence de 6 impacts. Les paramètres de la commande du moteur B, départ et rapport cyclique, sont constants ainsi que le rapport cyclique du moteur A. Par contre, le départ du moteur B est décalé à chaque fois, selon un pas constant, de part et d'autre de l'instant de départ du moteur B. On a représenté en vert le signal de force du capteur de force du marteau 1 monté sur l'arbre du moteur A et en rouge vert le signal de force du capteur de force du marteau 2 monté sur l'arbre du moteur B. Le temps est indiqué en abscisse et l'unité est la micro-seconde.

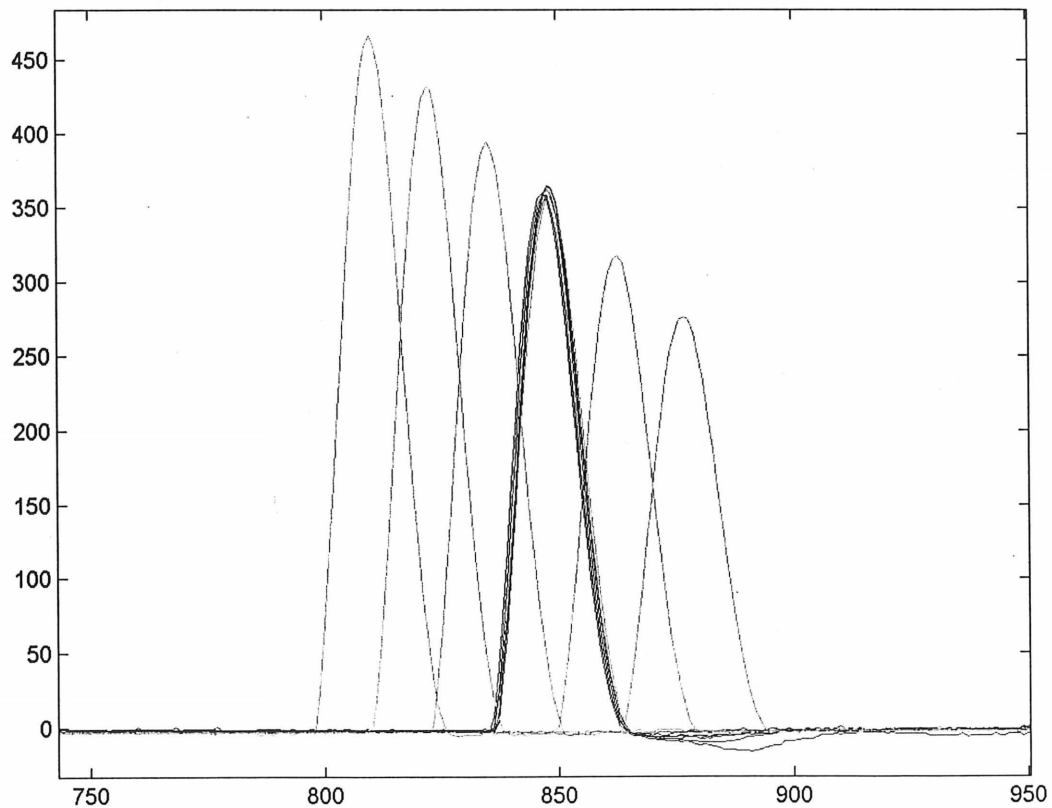


Figure 5-2 : mise en évidence de la dérive (premier essai)

La force de l'impact 1, qui devrait rester constante puisque le rapport cyclique ne change pas, varie en fonction du décalage entre le départ du moteur 1 et celui du moteur 2. Des résultats semblables ont été obtenus en faisant frapper un seul marteau sur une masse "infinie". Cela élimine toute explication basée sur une variation de l'impédance mécanique vue par le marteau suivant que l'impact de l'autre marteau soit proche ou décalé dans le temps.

L'hypothèse la plus plausible, susceptible d'expliquer le phénomène observé, est que le courant envoyé au moteur, son intensité, ne corresponde pas à la commande.

Un deuxième test a donc été réalisé pour vérifier la validité de cette hypothèse. Cette fois, on a fait en sorte que, si l'instant de départ du moteur B est inclus dans l'intervalle que balaye l'instant de départ du moteur A, les impacts physiques ne soient jamais simultanés. On réalise cela en ajustant la configuration du dispositif expérimental. Le premier graphique, analogue à la figure 4-2, représente les signaux de force.

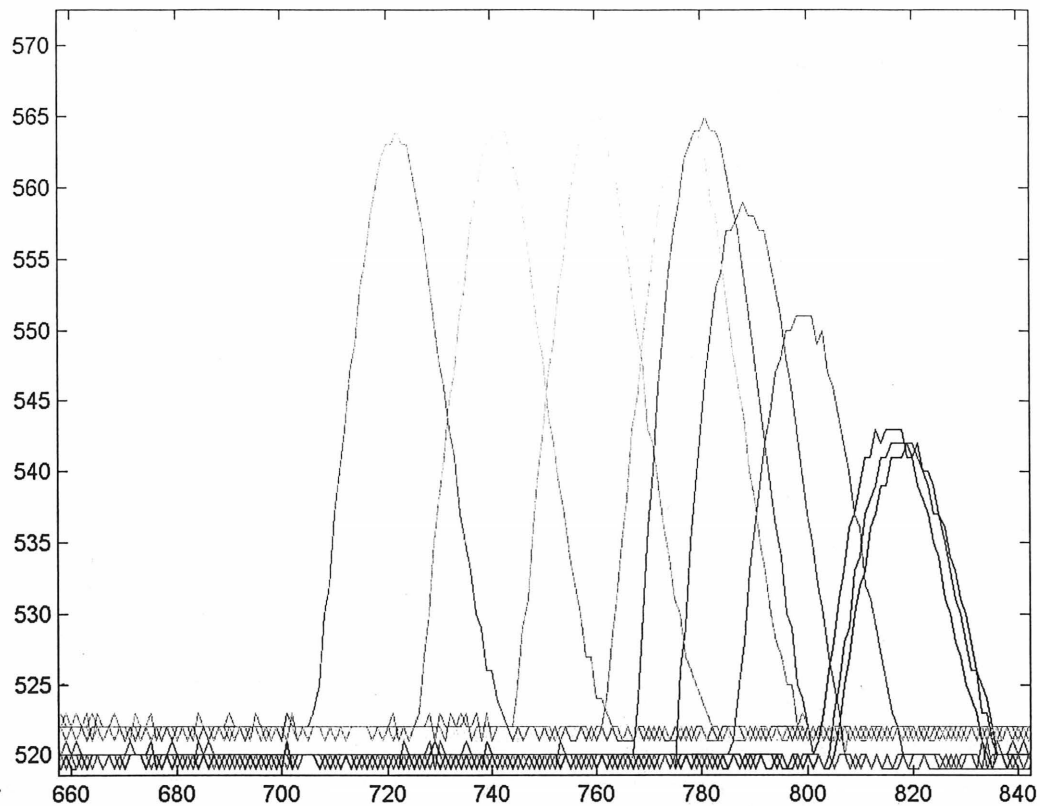


Figure 5-3 : mise en évidence de la dérive (deuxième essai)

En jaune, mauve, et vert, on peut voir les signaux de force du marteau 1 entraîné par le moteur A. En bleu, rouge et noir, sont représentés les signaux de force dus au marteau 2 entraîné par le moteur B. En plus des signaux de force, on s'est intéressé aussi au courant circulant dans les enroulements des deux moteurs. Ces derniers ont été représentés avec le même code de couleurs.

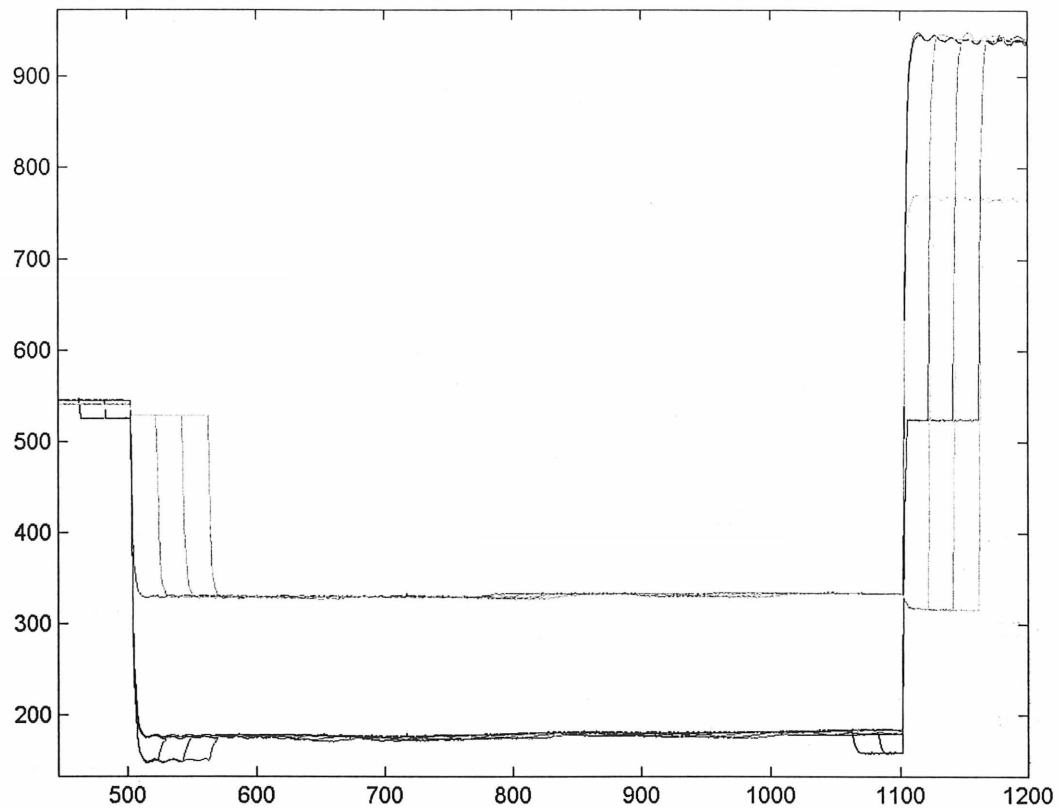


Figure 5-4 : courant dans les bobinages des moteurs

La référence, c'est à dire la valeur sur l'axe des ordonnées correspondant à un courant nul, est approximativement de 512. L'intensité du courant est comptée négativement quand le marteau va vers la structure et vice versa.

Rappelons qu'une séquence de pilotage d'un moteur comprend 5 étapes :

étape	marche du moteur	signe du courant
1	arrière	> 0
2	avant	< 0
3	neutre	nul
4	arrière	> 0
5	arrière	> 0

Figure 5-5 : description des étapes

L'étape 5 n'est pas représentée sur la figure 4-4. Quant à l'étape 3, sa présence dans la séquence de pilotage n'étant pas cruciale, elle a été supprimée dans un souci de simplicité. De plus il faut savoir que le code de contrôle impose que la même commande soit appliquée aux deux moteurs pendant l'étape 3. Revenons à la description de la figure 4-4. Chacun des 6 impacts du marteau 1 est clairement identifiable car ils sont tous décalés dans le temps. Pour reconnaître l'impact du marteau 2 il faut regarder les transitions qui sont nettement visibles. Deux impacts réalisés avec la même série de paramètres présentent des transitions au même moment. Le code de couleurs fournit une aide : les impacts verts sont liés aux impacts rouges, les impacts jaunes sont liés aux impacts bleus, et l'impact mauve est lié à l'impact noir. De plus, il faut savoir que les impacts représentés en mauve et en noir sont obtenus lorsque les valeurs des deux instants de départ sont égales.

Moteur A Marteau 1	Moteur B Marteau 2
jaune	bleu
mauve	noir
vert	rouge

Figure 5-6 : code de couleurs et correspondances

Au tout début, les deux moteurs sont dans la première étape, les courants sont positifs et faibles puisqu'on veut juste maintenir le marteau contre la butée. Puis, un des deux moteurs entre dans la deuxième étape.

Commençons par le cas des impacts jaunes et bleus. Le moteur A est le premier à démarrer. Le courant dans le moteur A prend alors subitement une valeur nettement négative. Au même moment le courant dans le moteur B, s'il reste positif diminue d'intensité.

Dans le cas des impacts verts et rouges, le moteur B démarre le premier. Tant que le moteur A est encore dans l'étape 1, il est mis au neutre, courant nul, conformément aux lois de pilotage établies dans le code de contrôle. Quand à son tour le moteur A démarre, on constate que l'intensité du courant dans le moteur B chute.

La transition entre l'étape 2 et l'étape 5 est plus complexe à identifier. On rappelle qu'il est impossible d'avoir en même temps un moteur qui avance et l'autre qui recule. Si on commande une telle configuration le code de contrôle met le moteur qui est sensé reculer au neutre en ne lui envoyant pas de courant.

Dans le cas des impacts jaune et bleus, on commande au moteur A de reculer le premier, donc il passe au neutre. A cet instant, l'intensité du courant dans le moteur B augmente. Puis, dès que l'on commande au moteur B de reculer lui aussi, ils semettent à reculer tous les deux. Inversement, dans le cas des impacts verts et rouge, c'est au moteur b que l'on commande de reculer en premier et l'intensité du courant dans le moteur A augmente.

Quand les deux moteurs démarrent en même temps (impacts mauve et noir), on ne remarque rien de particulier.

Il semble donc clair qu'il y a un problème de chute de courant lorsque l'on sollicite les deux moteurs en même temps. L'observation du rail d'alimentation à 15 V a révélé une chute de tension au même moment, de l'ordre de 0.5 V. Des tests réalisés avec une alimentation plus robuste ont montré que le problème ne venait pas de là.

Pour comprendre le phénomène, il faut revenir au pont de transistors. Quand un deuxième moteur est connecté, l'intensité du courant traversant le transistor de la jambe commune du pont double. Or ces transistors ont une résistance faible mais non négligeable. Pour le TPIC5403, elle est de 0.23Ω . Un moteur sous charge consomme 2.25 A. L'ajout d'un second moteur cause donc une chute de tension de $0.23 * 2.25 = 0.5 \text{ V}$.

Ce phénomène, inhérent à la structure du pont de transistors, est inévitable. Cependant, la dérive qu'il engendre est linéaire ce qui permet de la prendre en compte dans la méthode de symétrisation des impacts.

5.2.4 Doubles impacts récurrents

Le phénomène de double impact est courant lorsqu'on utilise une méthode de test par impact. Il est rendu encore plus critique ici à cause de l'emploi de procédés de filtrage mécanique.

- **Cas d'un impact filtré mécaniquement**

Un impact réalisé en faisant frapper le marteau directement sur la structure métallique dure environ 150 μ s. Or la fréquence d'échantillonnage du convertisseur analogique-numérique de la carte est de 20 kHz, soit une période de 50 μ s. Il est donc évident que dans cette configuration la résolution temporelle s'avère nettement insuffisante. D'où la nécessité de rallonger l'impact en interposant entre la structure et la tête du marteau un matériau qui vienne filtrer les hautes fréquences. C'est pour cela qu'on colle sur la structure, à l'endroit du point d'impact, une « pastille » en matériau mou, élastique. Voici un exemple du signal de force ainsi obtenu :

.

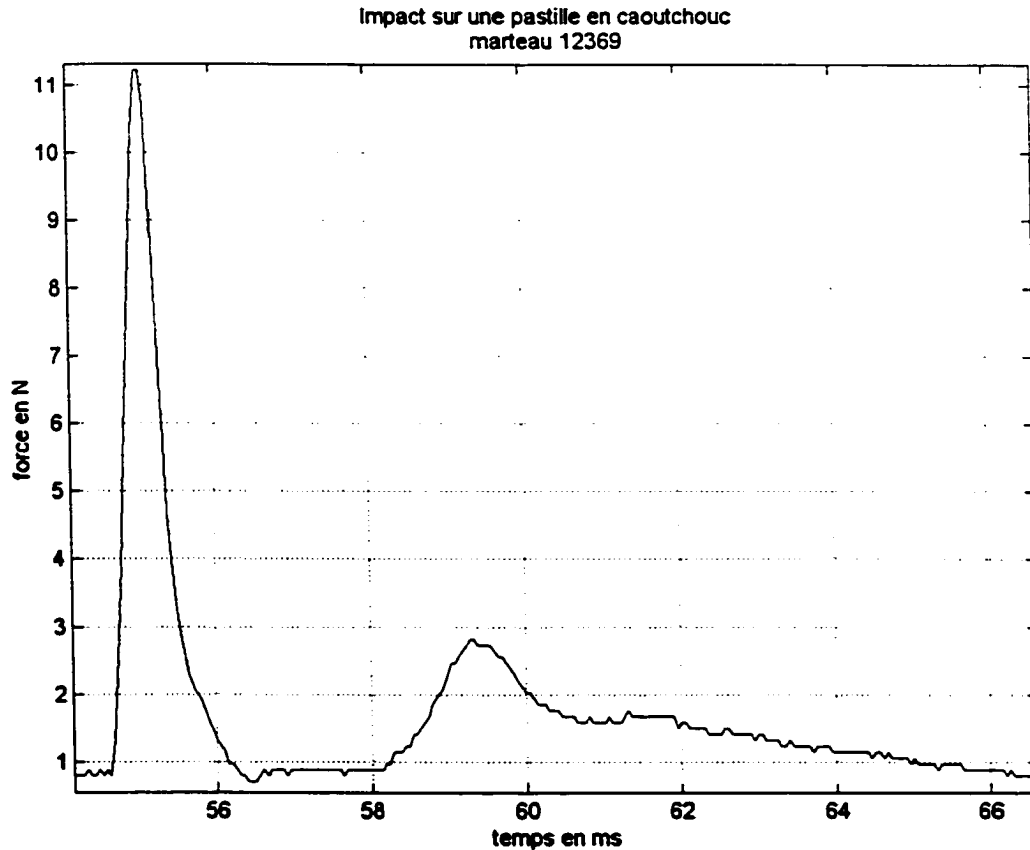


Figure 5-7 : zoom d'un impact sur une pastille en caoutchouc

Les résultats sont similaires, que l'on frappe avec un marteau ou l'autre, d'un cote ou de l'autre de la plaque, sur l'une ou l'autre des deux pastilles utilisées. Cependant, si l'ajustement des paramètres de contrôle du moteur qui entraîne le marteau permet de bien maîtriser la forme, l'amplitude, et l'instant d'apparition du lobe principal du signal temporel, il n'en va pas du tout de même du lobe secondaire. Ce phénomène a deux conséquences principales qui, dans le cadre de ce projet posent, problème.

Tout d'abord, le programme de contrôle ne permet de synchroniser ces lobes secondaires. Or, ils contiennent chacun assez d'énergie pour exciter la structure de test même si on a synchronisé les lobes principaux et ainsi minimisés leur influence. Le problème posé, à savoir la minimisation de la réponse de la plaque soumise à deux excitations d'impact symétriques, paraît donc insoluble en la présence de ces lobes secondaires.

Ensuite, il s'avère que lorsqu'on soumet la plaque à l'excitation successive d'un des deux marteaux d'un côté de la plaque et avec une des deux pastilles, puis à celle de l'autre marteau, de l'autre côté de la plaque, et avec l'autre pastille, même si les niveaux de forces mesurés sur chacun des lobes principaux est identique, la réponse observée s'avère différente. Ceci pose le problème de la symétrie de la structure de test employée.

Dans le cadre d'une première analyse de ces phénomènes, nous avons pensé que la présence de la pastille entre la structure et la tête du marteau était à l'origine de ces lobes secondaires. En effet il est difficile de connaître la nature de la déformation de cette pastille au moment de l'impact ainsi que son influence sur le signal de force délivré par le capteur qui se trouve à l'extrémité de la tête du marteau. De plus, la qualité de ces deux pastilles est telle qu'elles ne sont pas identiques, notamment au niveau de leur épaisseur

- **Cas d'un impact directement sur la structure**

De façon à mieux caractériser l'influence de cette pastille nous avons entamé une série de tests spécifiques. Le premier d'entre eux fut de coller la pastille à une masse « infinie » mais même dans cette configuration on a pu observer la deuxième bosse, avec sensiblement les mêmes caractéristiques que dans le cas de la plaque métallique. Ce qui nous a amené à nous intéresser à un impact réalisé directement sur une masse. Voici un exemple de signal de force recueilli :

-

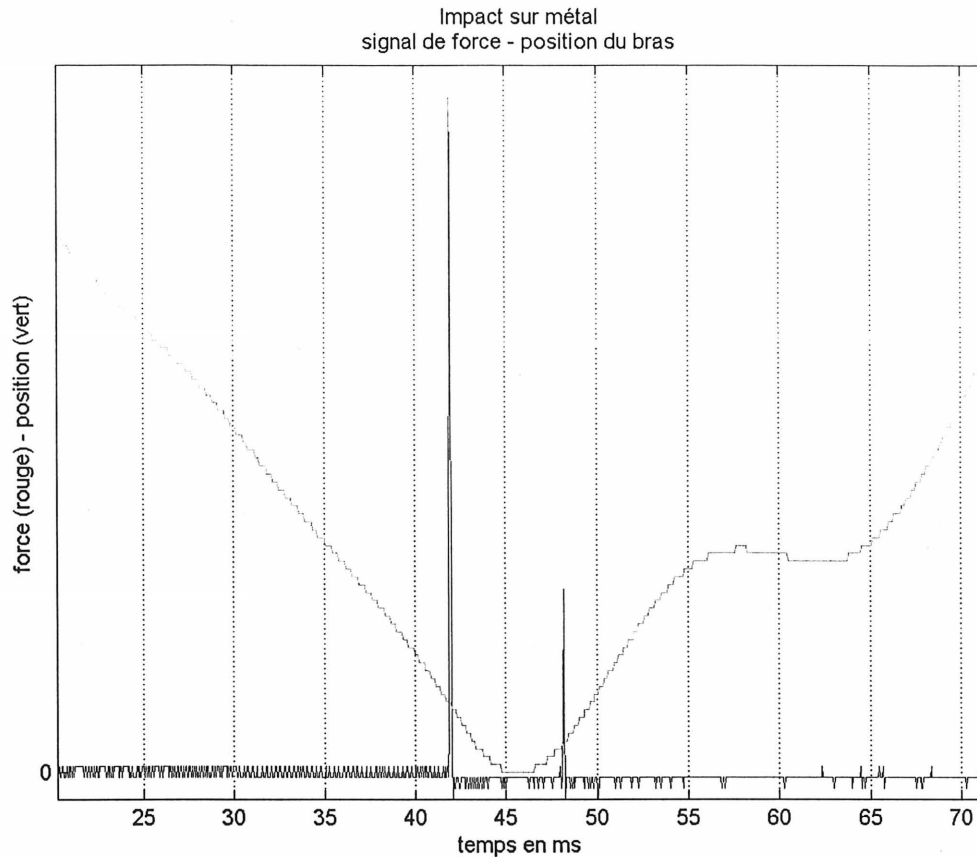


Figure 5-8 : impact directement sur le métal

Il y a deux remarques importantes à faire sur ces résultats. Tout d'abord on peut observer deux signaux d'impacts distants d'environ 6 ms, ce qui est important par rapport à une durée d'impact de l'ordre de 150 μ s. D'ailleurs, si on veut pouvoir observer le signal le plus fort avec suffisamment de résolution, à l'oscilloscope par exemple, alors on ne voit plus l'autre signal car il est alors trop éloigné. On a donc d'abord cru que ce deuxième signal était dû au contact du bras du marteau avec la butée lors de la phase de retour de ce dernier.

Mais cette hypothèse ne tient plus lorsqu'on s'intéresse au signal fourni par le codeur incrémental qui indique la position angulaire du bras du marteau. En effet on voit alors que la course maximale du mouvement du marteau est atteinte à un instant situé à la moitié de l'intervalle de temps entre les deux impacts. De sorte que la position angulaire du marteau au moment du premier impact est la même que celle au moment du deuxième impact. Tout se passe comme s'il y avait un premier impact au moment où le marteau entre en contact avec la structure et un second au moment où il perd contact. Ceci écarte donc l'hypothèse du choc avec la butée. Nous avons donc bel et bien affaire à un véritable double impact. Voici le phénomène tel qu'il a été interprété :

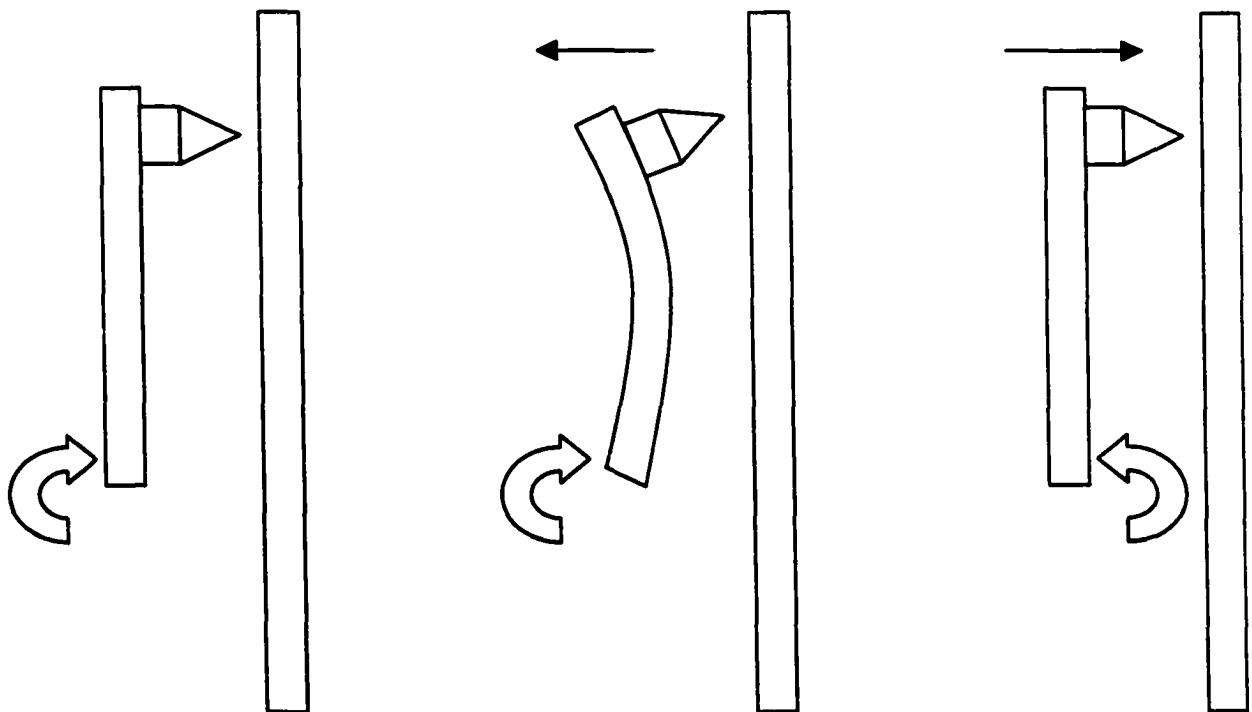


Figure 5-9 : décomposition des phases d'un impact

Le point important à souligner ici est la flexibilité du manche du marteau. Suite au premier impact, la tête du marteau va reculer sous l'effet du choc et ainsi perdre contact avec la structure. C'est pourquoi on observe un signal de force nul pendant cette phase. Pendant ce temps, le manche du marteau lui continue à avancer vers la structure. Ce qui explique que le point de course maximal soit postérieur au premier impact. Cependant, au moment où le marteau commence à reculer, le marteau reprend sa forme initiale et la tête revient ainsi taper une seconde fois contre la structure d'où le deuxième impact.

- Solution mise en place

Etant donné que nous avons identifié la flexibilité du manche du marteau comme étant la cause du phénomène de double impact dans notre cas, la première solution envisagée fût de tenter de raidir ce manche. Mais le seul résultat que nous a donné cette approche fut une multiplication du nombre de rebonds ainsi que leur rapprochement dans le temps. Nous avons donc au contraire essayé de le rendre plus flexible en le fixant par l'extrémité du manche et en alourdissant la tête. Et voici le résultat obtenu :

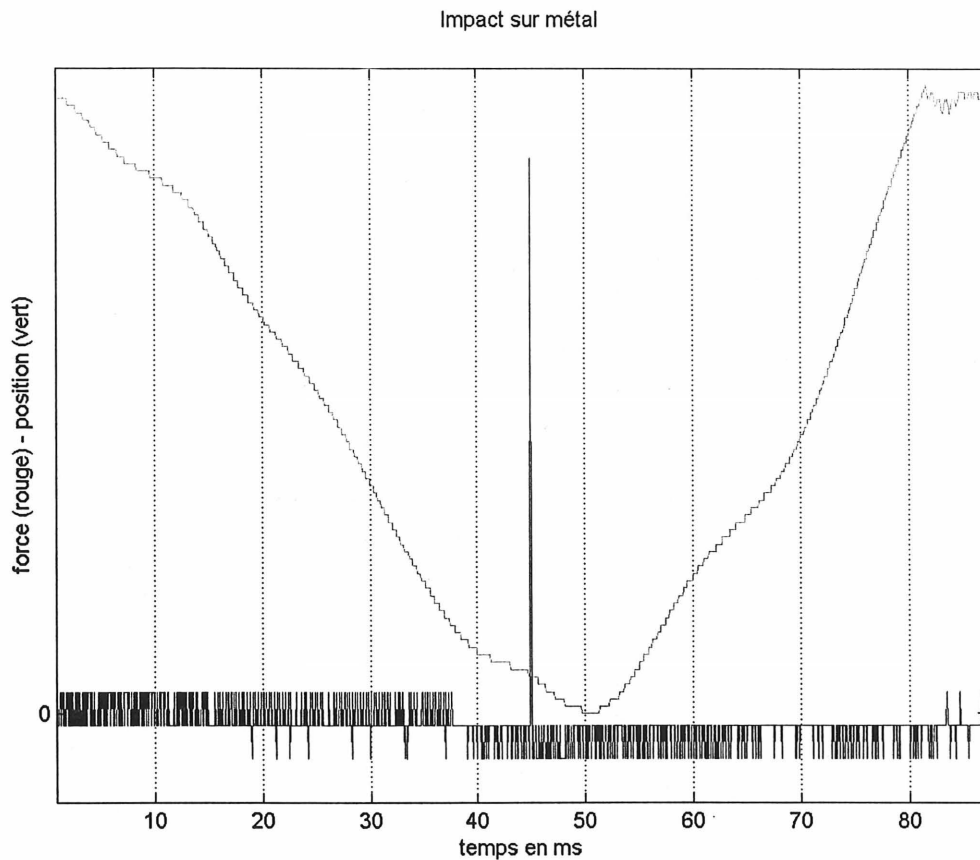


Figure 5-10 : impact avec marteau assoupli

Il faut toutefois concéder que sous certaines configurations le double impact demeure mais qu'on peut alors le supprimer en ajustant le moment où on déclenche le retour du marteau dans les paramètres de contrôle du moteur.

6 AUTOMATISATION DU PROCESSUS

Afin d'automatiser la recherche de paramètres permettant d'obtenir des impacts symétriques, il est intégré au code de contrôle en assembleur. Le principe est de répéter le processus essai - calcul d'erreur – génération d'une nouvelle commande jusqu'à obtention de résultats parfaits.

6.1 Calcul d'erreur

Pour que deux impacts soient symétriques, il faut qu'ils se produisent au même moment et avec la même force. Le calcul de l'erreur comporte donc deux volets : la détermination de la force des impacts et le calcul du décalage temporel

6.1.1 Détermination de la force des impacts

Le signal de force est un signal de tension. Le convertisseur analogique numérique fournit des valeurs codées sur 10 bits. Elles sont donc comprises entre 0 et 1023. La référence, la valeur correspondant à une tension nulle donc à une force nulle, est 512. De plus, il peut exister un offset entre les deux signaux.

Afin de s'affranchir de tous ces effets, les deux signaux seront au préalable centrés par soustraction de leur valeur moyenne. Cette opération aurait de toutes façons été nécessaire avant de calculer l'intercorrélation des deux signaux.

-

- **Centrage du signal**

Centrer un signal signifie retrancher à la valeur de chaque échantillon la moyenne du signal de façon à obtenir un nouveau signal qui soit de moyenne nulle. Chaque signal est représenté par 2048 mots de 16 bits. De plus, l'adresse de départ de la zone mémoire réservée à une acquisition est déterminée par le programme donc connue. L'algorithme permettant de réaliser cette opération est le suivant:

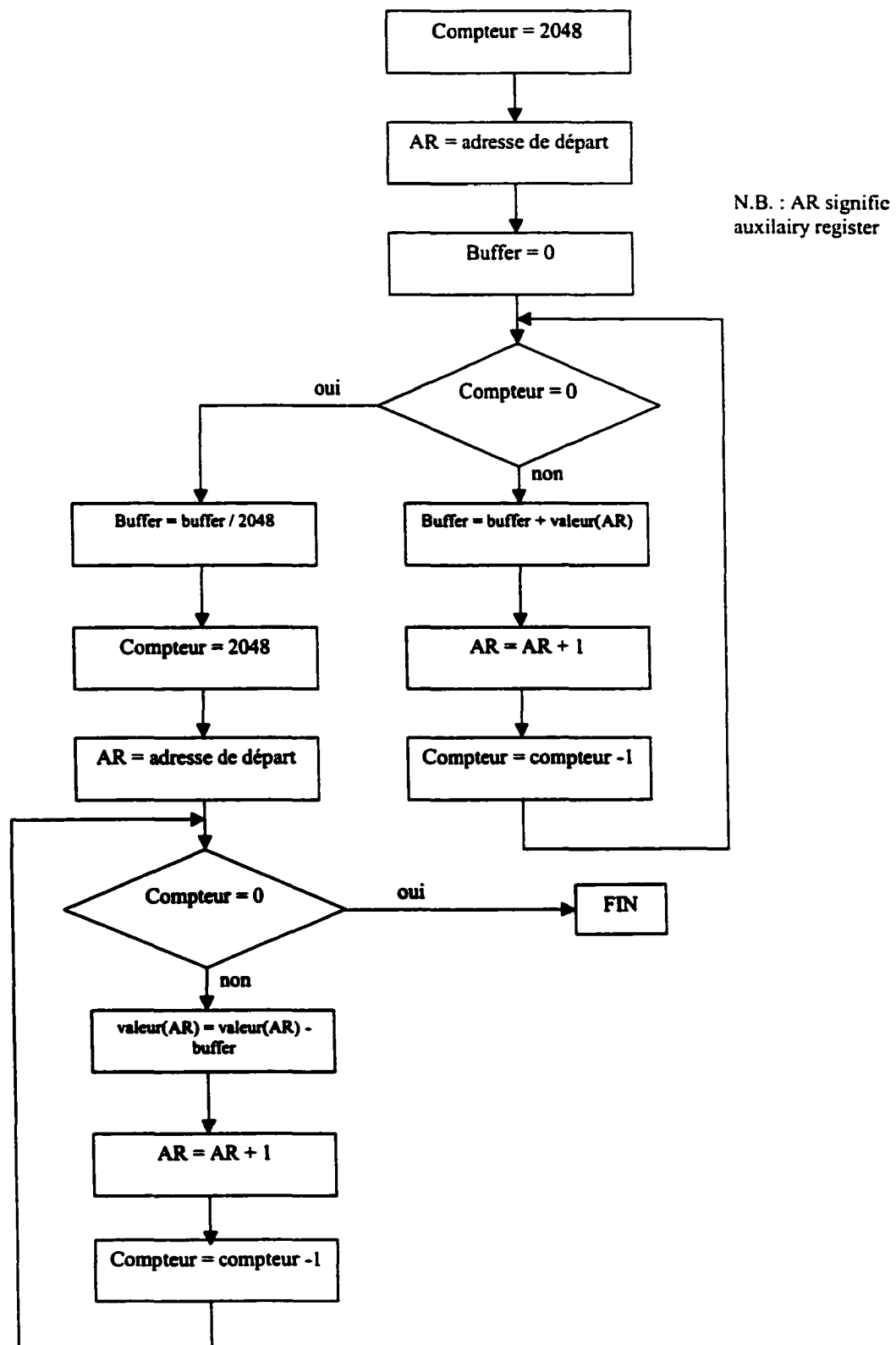


Figure 6-1 : algorithme de centrage d'un signal

Le processus de balayage d'une zone mémoire utilisé ici sera souvent repris au cours des calculs effectués lors de l'analyse des signaux et de la génération de commandes. Un registre auxiliaire est chargé avec l'adresse de départ de la zone mémoire que l'on veut balayer et la variable compteur est chargée avec la longueur, en nombre de mots de 16 bits, de cette zone mémoire. On réalise une opération avec la variable dont l'adresse est contenue dans le registre auxiliaire courant puis on incrémente la valeur de ce registre en même temps qu'on décrémente la valeur de compteur. On répète l'opération jusqu'à ce que la valeur de compteur soit nulle. A ce moment la valeur du registre auxiliaire courant correspond à l'adresse de fin de la zone mémoire concernée + 1.

- **Détection du maximum**

L'estimation de la force d'un impact se fait à l'aide d'une méthode intégrale. Cependant, afin de limiter le temps de calcul, on va limiter l'intervalle d'intégration à une longueur de 40 échantillons, de part et d'autre de l'abscisse du maximum du signal. Ainsi, on se concentre sur la partie utile du signal.

Le principe de détection du maximum est simple. Une variable, initialisée à 0, est successivement comparée à chacune des valeurs d'une acquisition. Si la valeur de la variable est inférieure à la valeur du signal en un point, la variable prend la valeur du signal. Sinon elle reste inchangée.

- **Calcul de l'intégrale**

La période d'échantillonnage étant constante, on peut remplacer l'intégrale par une simple somme des valeurs du signal sur un intervalle donné. En effet, ce qui nous intéresse c'est de comparer les intégrales. En remplaçant l'intégrale par la somme on ne fait que la diviser par la longueur de l'intervalle d'intégration.

C'est le résultat de cette somme sur un intervalle de 40 échantillons de part et d'autre du maximum du signal qui va servir d'estimation de la force de l'impact.

6.1.2 Calcul du décalage temporel

Le décalage temporel est déduit de l'abscisse du maximum de l'intercorrélation des deux signaux. Le centrage du signal, préalable indispensable à cette opération, a déjà été effectué.

L'intercorrélation des deux signaux se fait sur la totalité de l'acquisition. On aurait pu la réduire à un intervalle plus court contenant l'intégralité des deux impacts sauf que l'on ne sait pas à priori où se trouve l'impact sur l'intervalle d'acquisition. Il se peut, lors du premier essai, que les deux impacts soient très éloignés l'un de l'autre.

Soient x et y nos deux signaux d'impacts. Comme ce sont des signaux réels, le calcul se fait selon la formule suivante :

$$c_{xy}(m) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-|m|-1} x_n y_{n+m}^* & m \geq 0 \\ c_{yx}^*(-m) & m < 0 \end{cases}$$

Équation 6-1 : calcul de l'intercorrélation

Les cas m positif et m négatif nécessitent un traitement séparé dans le code assembleur. En effet, x et y jouent des rôles symétriques dans chacun des deux cas.

Une fois le calcul de l'intercorrélation terminé, la recherche du maximum et de son abscisse se fait de la même façon que pour les signaux d'impact. La valeur de cette abscisse est stockée dans une variable. C'est le décalage qui nous servira à générer une nouvelle commande.

6.2 Génération d'une nouvelle commande

On dispose maintenant de la force de chacun des deux impacts ainsi que du décalage entre les deux. Il faut maintenant utiliser ces caractéristiques extraites des signaux d'impacts pour générer un nouveau rapport cyclique et de nouveaux paramètres temporels.

6.2.1 Nouveau rapport cyclique

A partir de la force des deux impacts, on calcule un nouveau rapport cyclique qui va déterminer la tension appliquée au bobinage du moteur A donc sa vitesse de rotation, donc la force du prochain impact réalisé par le moteur 1.

La première étape consiste à diviser la force d'un impact par celle de l'autre. Le problème est que les divisions sont arithmétiques, qu'elles fournissent un résultat entier sous la forme d'un quotient et d'un reste. Or si on ne sert que du quotient on perd pratiquement toute l'information.

De plus, dans ces conditions, il vaut mieux éviter que le dividende soit plus petit que le diviseur. On distinguera donc de cas suivant que la force 1 soit plus grande ou plus petite que la force 2.

Soit a la force de l'impact le plus fort, et b celle de l'impact le plus faible. La division s'écrit de la façon suivante :

$$a = b \cdot q + r$$

Équation 6-2 : division des forces

Ici, q est le quotient et r le reste. Soit C le rapport cyclique que l'on veut modifier. Il s'agit donc de multiplier C par $a/b = q + r/b$. Ce qui revient à ajouter à C le terme correctif suivant : $C \cdot (q - 1 + r/b)$. En pratique, le rapport r/b sera assimilé au quotient de la division.

L'approche qui consiste à ajouter un terme correctif plutôt que de faire une multiplication permet d'introduire un coefficient de régulation.

6.2.2 Nouveaux paramètres temporels

Ici, le terme correctif est déjà tout trouvé puisqu'on a déjà calculé le décalage temporel entre les deux signaux en multiples de la période d'échantillonnage. Il suffit donc d'ajouter ou de soustraire ce terme à l'instant de départ du moteur A.

6.3 Intégration

La programmation des opérations précédemment décrites ainsi que leur exécution présentent certaines difficultés. En effet, il faut respecter à la fois les contraintes inhérentes à l'architecture du processeur et la structure du programme de pilotage déjà existant.

6.3.1 Problèmes de signes et d'overflows

Arrêtons nous sur les questions de notations signée ou non signée, complément à deux ou excédent à deux, ainsi que sur les problèmes posés par le fait que toutes les variables soient codées sur 16 bits alors que l'accumulateur est sur 32 bits.

Les variables sont toutes représentées en 16 bits signés. Donc elles peuvent prendre des valeurs comprises entre -32768 et $+32767$: les valeurs dont le MSB est 1 sont négatives et vice versa. Cependant, l'extension de signe est désactivée pour faciliter l'exploitation des données sur le PC.

Cela pose un problème quant à l'évaluation du signe d'une variable. En effet, Pour connaître ou tester le signe d'une variable, on la charge dans l'accumulateur et on regarde le signe de la valeur de l'accumulateur. Or, l'accumulateur fonctionne sur 32 bits. Donc il peut prendre des valeurs comprises entre -2^{31} et $+(2^{31} - 1)$. Autrement dit, une valeur qui est négative sur 16 bits ne l'est pas sur 32 bits.

On travaille alors en excédent à deux. Pour savoir si une valeur est négative on soustrait 32768 à cette valeur et on regarde si le résultat est positif. Si elle était positive, étant donné que l'on dispose d'un accumulateur 32 bits, le résultat serait négatif (le MSB serait 1).

Quant aux problèmes d'overflow, ils surviennent lorsque le résultat d'un calcul, celui du terme prépondérant de l'intercorrélation par exemple, dépasse la valeur + 32767. Le résultat sera alors interprété comme une valeur négative ce qui engendre des aberrations dans la commande générée.

6.3.2 Intégration au déroulement du code

Le moment où on effectue les calculs et le temps dont on dispose sont une question cruciale dans le cadre d'une application temps réel. Dans notre cas, il s'agit aussi de rester cohérent avec la structure à une interruption déclenchée par l'underflow du timer 1 toutes les 50 μ s.

Toutes les périodes d'échantillonnage, une acquisition est réalisée. Au bout de 2048 acquisitions, la plage mémoire affectée à l'acquisition d'un signal est pleine. A ce moment là, à l'intérieur de l'ISR, on aiguille le programme vers la zone où sont réalisés tous les calculs nécessaires à l'élaboration d'une nouvelle commande.

Tout se passe comme si une fois que la séquence de pilotage est terminée, on allonge l'interruption avec les calculs qui sont décrits au paragraphe 5.1. Une fois que les calculs sont achevés, on retourne, à la boucle principale.

Ainsi on voit bien que le temps de calcul n'est pas du tout critique, ce qui nous conforte dans le choix d'adopter des méthodes plus complexes mais plus fiables.

-

6.3.3 Paramètres de contrôle

Plusieurs paramètres permettent de contrôler l'exécution des calculs, la vitesse de convergence de la méthode et la précision exigée sur les résultats.

- **Lutte contre les overflows**

Afin d'éviter l'apparition d'overflows dans certains calculs, notamment dans celui du terme prépondérant de l'intercorrélation, on procède avant toutes choses à une mise à l'échelle du signal. Cette opération consiste à diviser sa valeur en chaque point par un multiple de 2. Plus ce diviseur est important et moins on risque d'overflow par la suite. Par contre, cela entraîne une perte de dynamique du signal donc de résolution. Il faut donc trouver un compromis. L'expérience a montré qu'un diviseur de 2 convenait parfaitement.

- **Coefficients de régulation**

La génération d'une nouvelle commande se fait par l'addition de termes correctifs aux paramètres de contrôle adéquats. Néanmoins, l'application de l'intégralité de la correction peut entraîner une divergence du processus de symétrisation des impacts.

Considérons la génération d'un nouveau rapport cyclique. Si on génère un rapport cyclique plus grand le moteur va tourner plus vite. Donc en plus d'être plus fort, l'impact va aussi se produire plus tôt. Si les termes correctifs sont importants, ce phénomène de couplage peut faire en sorte que les impacts s'éloignent au lieu de se rapprocher. Dans certains cas extrêmes, cela peut entraîner la divergence du processus.

C'est pourquoi on a recours à des coefficients de régulation. Il s'agit de diviseurs que l'on applique à chacun des deux termes correctifs avant de les ajouter. Plus ces diviseurs sont grands, plus on réduit le risque de divergence du processus de symétrisation des impacts. Par contre, on diminue la vitesse de convergence ainsi que la résolution.

Quand l'erreur devient faible, les termes correctifs sont de plus en plus petits. Or le résultat de la division du terme correctif par le coefficient de régulation est assimilé au quotient. Donc si le terme correctif devient plus petit que le coefficient de régulation le résultat de la division sera nul.

Il faut donc trouver un compromis. De plus, dans le cas du décalage temporel, on distingue deux cas suivant que le terme correctif soit plus petit ou plus grand que le coefficient de régulation. Si il est plus petit, alors la correction est appliquée dans son intégralité. On ne fait pas la distinction dans le cas du rapport cyclique car c'est un paramètre trop sensible.

- Critères de convergence

Les critères de convergence définissent sous quelles conditions le programme s'arrête. Ils sont appliqués à la suite du calcul des erreurs. En l'état actuel, le programme ne s'arrête que si le décalage est nul et les forces des impacts égales. Toutefois, on peut envisager dans une version ultérieure d'assouplir ce critère afin de garantir la convergence du processus, au détriment bien sûr de la qualité du résultat.

7 APPLICATION A L'ETUDE DE LA REPONSE VIBRATOIRE D'UNE PLAQUE

L'objectif de ce projet est de concevoir un dispositif permettant d'exciter une structure par une impulsion en moment. C'est afin de réaliser ce moment qu'on cherche à générer deux impacts symétriques, de part et d'autre de la structure. Dans le cadre de ce projet, l'étude est restreinte au cas d'une plaque simplement appuyée.

La phase expérimentale se décompose en 3 étapes.

7.1 Calibrations

La première étape consiste à calibrer la sensibilité des capteurs de force et à vérifier que la plaque se comporte correctement vis à vis du modèle d'une plaque simplement appuyée dont on dispose.

7.1.1 Calibration des capteurs de force

Chacun des capteurs de force est livré avec une fiche de calibration indiquant sa sensibilité sur la foi de tests effectués en usine. Ces données sont précises à 0.1 mV/N près. Il en va donc de même avec la sensibilité relative des deux capteurs. Dans le cas présent, il y a un rapport 0.9 entre la sensibilité du capteur n° 12369 et celle du capteur n° 12370.

Or c'est uniquement cette sensibilité relative qui nous intéresse ici. Nous avons donc procédé à un test spécifique dans le but de gagner en précision sur ce paramètre. Pour cela deux séries d'impacts ont été réalisées, une avec chacun de nos deux marteaux. A chaque fois, on tapait sur un troisième capteur de force fixé sur une masse "infinie" qui nous servait de référence. Le nouveau rapport de sensibilités ainsi déterminé est de 0.881.

7.1.2 Vérification de la plaque

On dispose d'un programme capable de calculer la fonction de transfert théorique entre un impact réalisé en n'importe quel point d'une plaque simplement appuyée et l'accélération observée en n'importe quel autre point.

La vérification de la plaque consiste à comparer la fonction de transfert théorique avec la fonction de transfert mesurée expérimentalement. Tous les essais ont été réalisés sur une plaque en aluminium longue de 48 cm et large de 42 cm. L'amortissement structural est réglé à 0.5%.

Pour cela, on réalise un impact avec un de nos deux marteaux en un point dont on connaît précisément la position sur la plaque et on mesure l'accélération de la plaque le plus près possible de ce point à l'aide d'un vibromètre laser. L'acquisition du signal de force et du signal d'accélération est faite sur un analyseur qui calcule la fonction de transfert.

Au préalable, il faut vérifier le contenu fréquentiel d'un impact pour s'assurer que toutes les fréquences sont bien excitées. Dans ce projet, le domaine fréquentiel est restreint à la bande 0-800 Hz. Voici un exemple d'impact et du spectre correspondant :

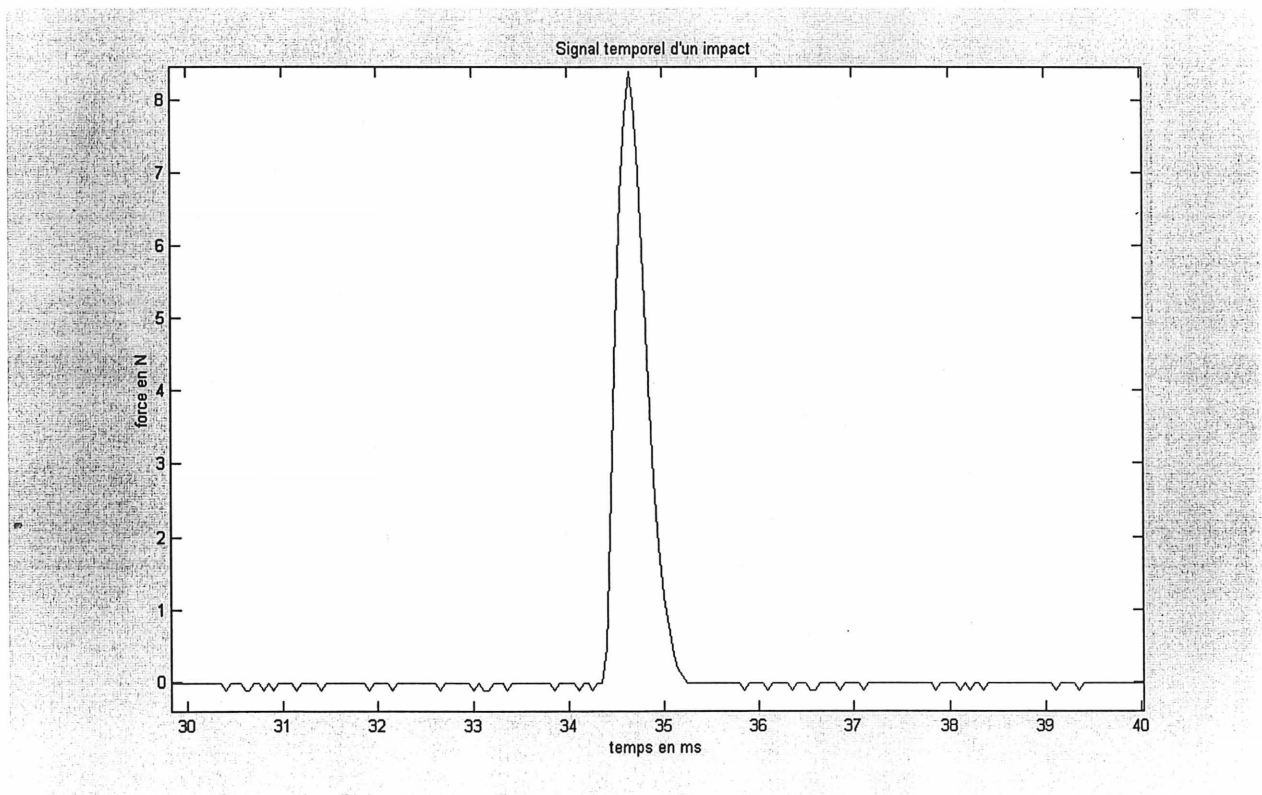


Figure 7-1 : signal temporel d'un impact

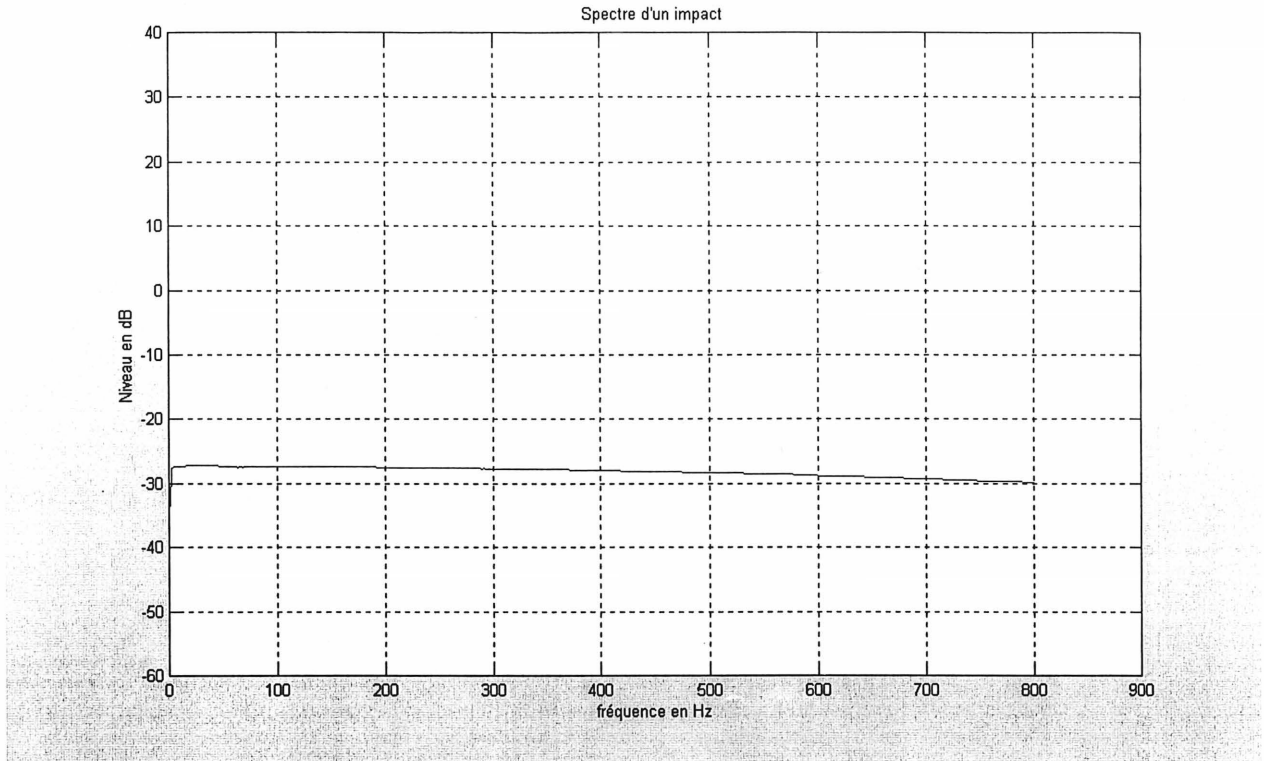


Figure 7-2 : spectre d'un impact

Le signal temporel n'est pas trop bruité, est suffisamment long vis à vis de la période d'échantillonnage, et il n'y a pas de double impact. Quant au spectre, il prouve que toutes les fréquences sont correctement excitées puisque l'atténuation entre les basses fréquences et les hautes fréquences est largement inférieure à 10 dB.

Il est donc légitime de comparer une fonction de transfert expérimentale avec la théorie. Voici le résultat de la comparaison réalisée au point d'entraînement (point d'excitation et point de mesure confondus):

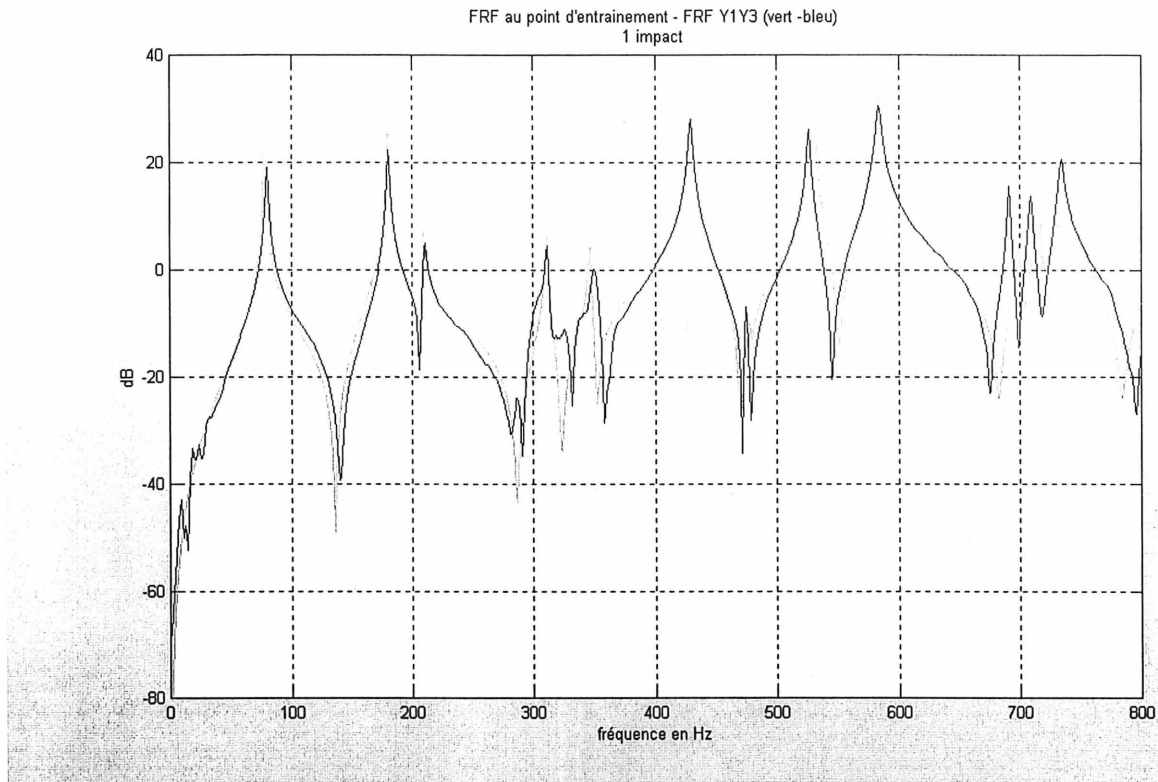


Figure 7-3 : comparaison de fonctions de transfert au point d'entraînement

Sur ce graphique, la fonction de transfert théorique est en vert et celle obtenue expérimentalement est en bleu. L'alternance de résonances et d'anti-résonances, caractéristiques de l'observation au point d'entraînement, prouvent la validité du calcul et de la mesure. La coïncidence de la position des modes et de leur amplitude montre que les conditions initiales de la plaque utilisée sont bien celles d'une plaque simplement appuyée. Les légers décalages peuvent être associés au fait que le modèle ne représente pas rigoureusement le comportement vibratoire de la plaque. Ceci peut provenir des défauts de la plaque ou des conditions d'appui qui ne sont pas exactement conformes à un encastrement. Néanmoins, ce résultat nous autorise à poursuivre les essais.

Une autre vérification a été effectuée dans la configuration où le point d'impact et le point d'observation sont distants d'une dizaine de centimètres. En voici le résultat :

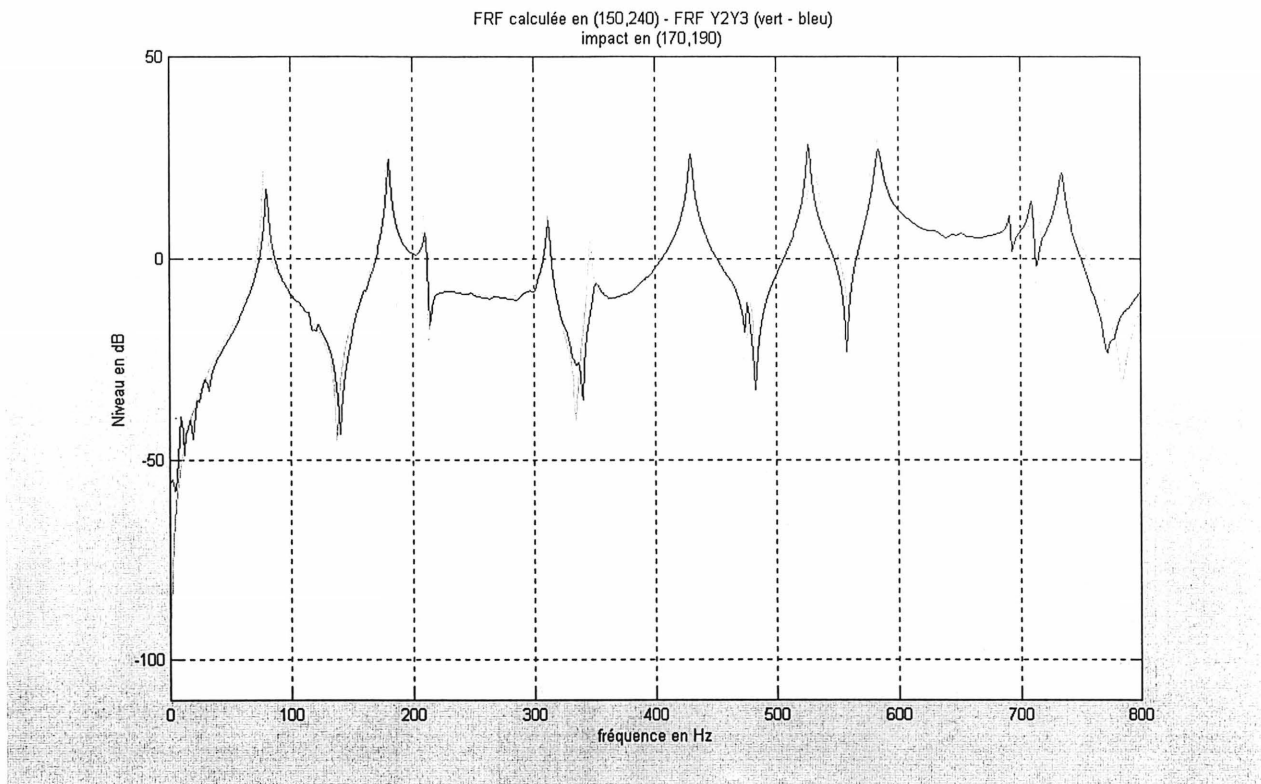


Figure 7-4 : comparaison de fonctions de transfert avec point d'observation éloigné

La coïncidence entre théorie et résultats expérimentaux même dans cette configuration confirme la validité des conditions aux limites. De plus elle nous autorisera à effectuer d'autres mesures avec point d'observation éloigné quand on utilisera une excitation plus complexe.

7.2 Vérification de la symétrie

La prochaine étape de l'étude expérimentale consiste à vérifier la capacité du système développé dans ce projet à générer deux impacts parfaitement symétriques.

7.2.1 Symétrie de comportement de la plaque

La première étape consiste à vérifier que le fait de taper d'un côté ou de l'autre de la plaque, à condition que les points d'impacts soient exactement symétriques, n'affecte pas la fonction de transfert. Cette vérification a été menée dans les deux configurations précédemment étudiées : au point d'entraînement et lorsqu'on observe d'un point plus éloigné.

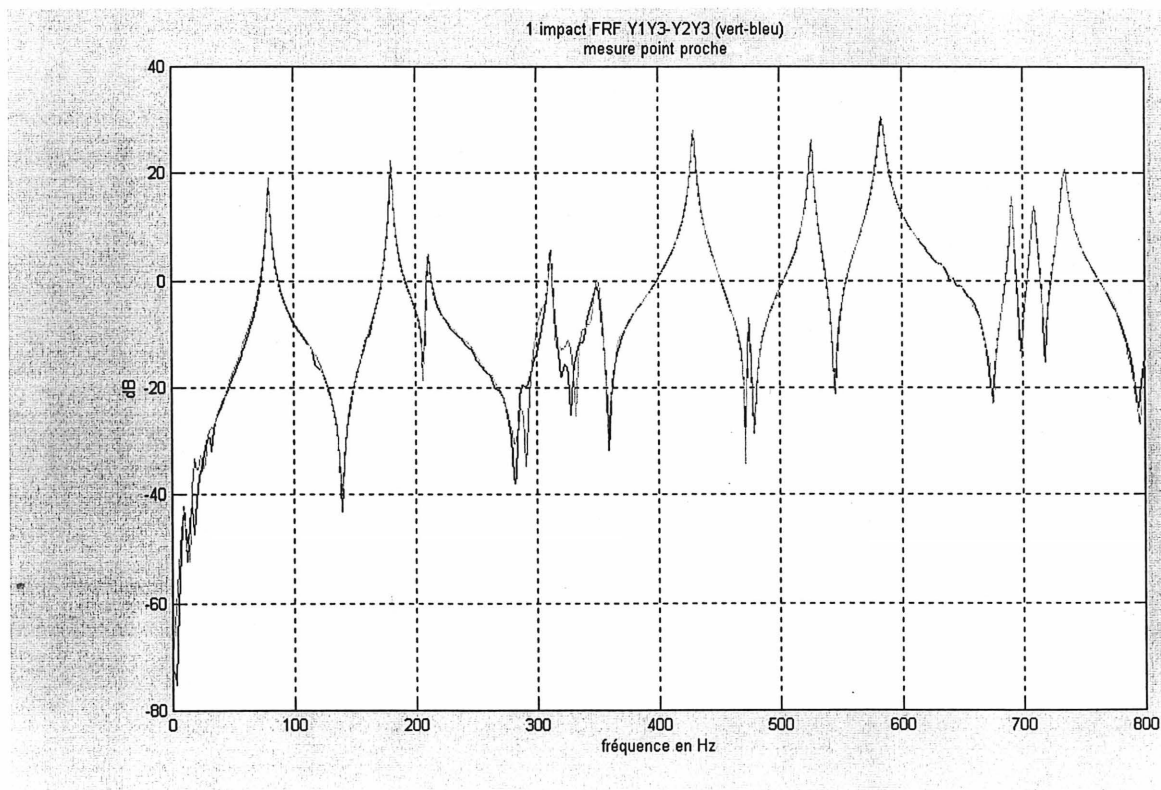


Figure 7-5 : fonctions de transfert symétriques – mesure au point d'entraînement

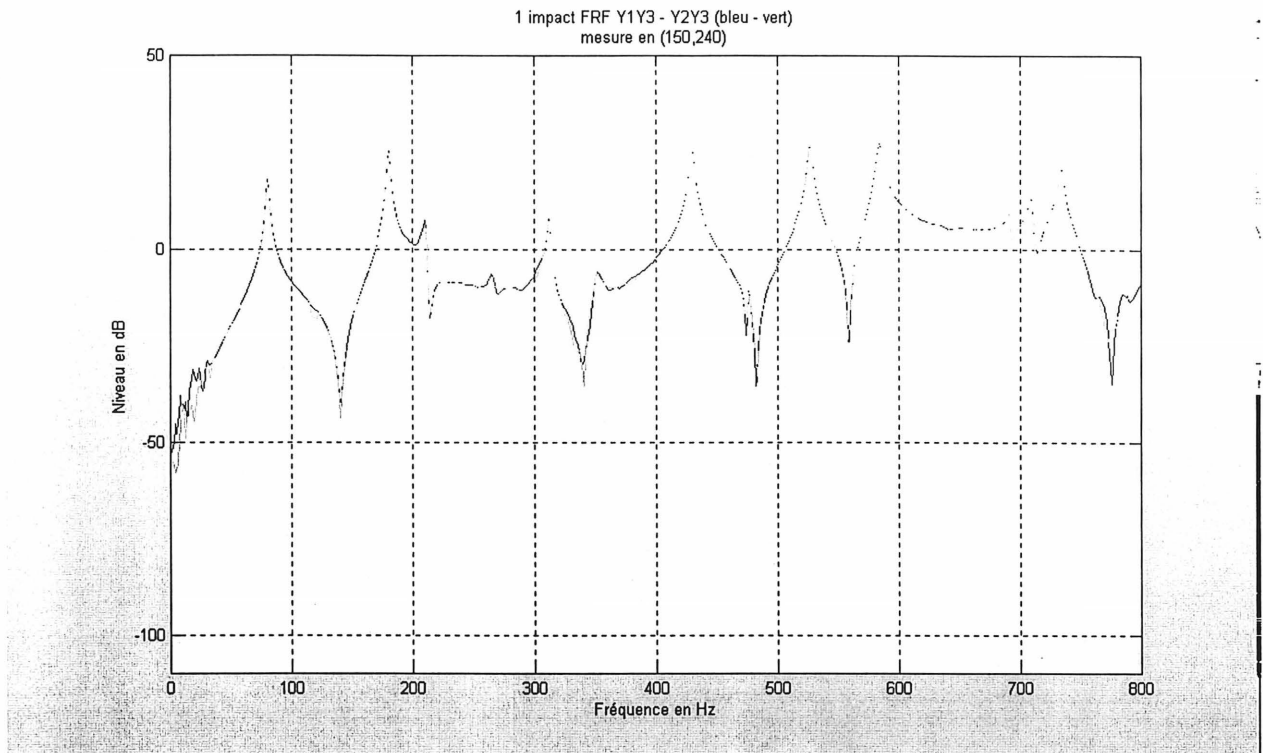


Figure 7-6 : fonctions de transfert symétriques – mesure en point éloigné

Dans les deux cas de mesure, la comparaison des fonctions de transfert montre que le comportement de la plaque est symétrique. Il est donc possible de chercher à rendre deux impacts de part et d'autre de cette plaque symétriques.

7.2.2 Comparaison de deux impacts

On distingue deux aspects à cette comparaison : l'aspect temporel et l'aspect fréquentiel. Le test réalisé consiste à faire tourner le programme de symétrisation des impacts en positionnant les marteaux l'un en face de l'autre.

Commençons par la comparaison des signaux temporels :

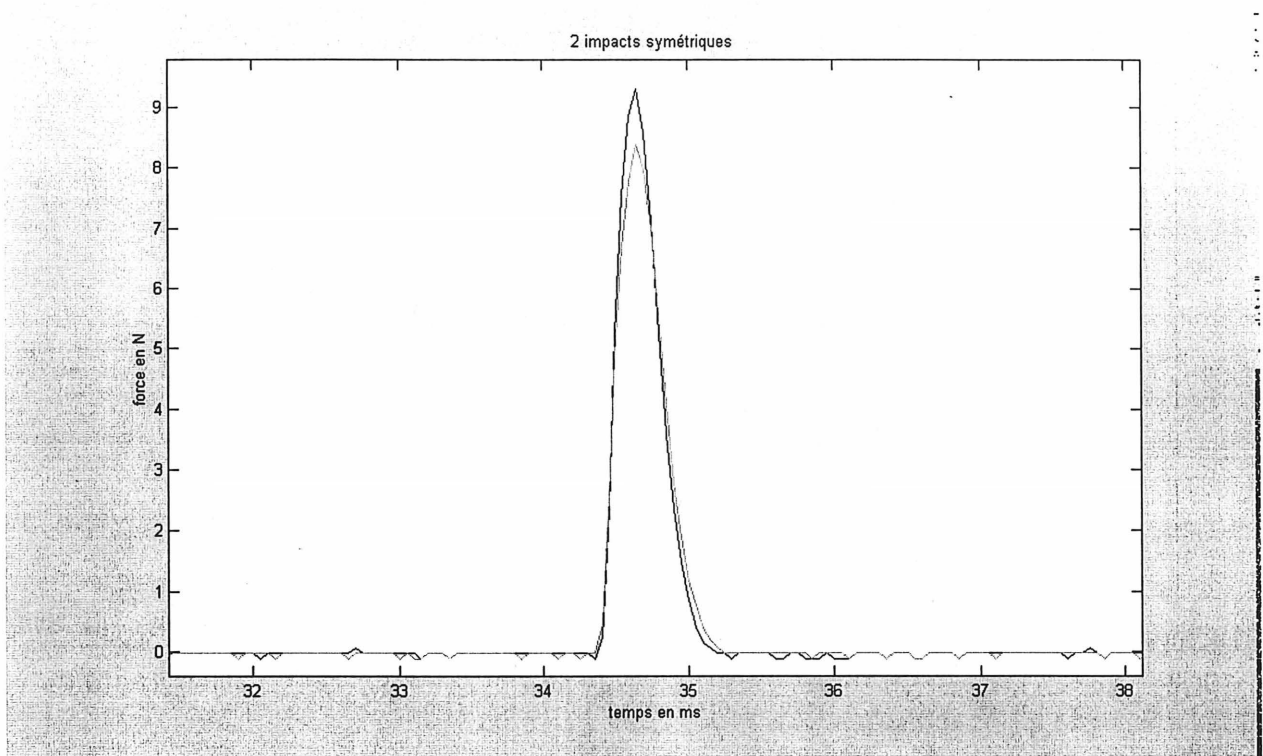


Figure 7-7 : comparaison des signaux temporels

La coïncidence des traces temporelles n'est pas flagrante. Cependant, il ne faut pas oublier que la méthode utilisée est basée sur l'intégrale des signaux de force et pas sur leur maximum.

Il faut aussi évaluer la qualité du résultat obtenu dans le domaine fréquentiel. Le critère retenu pour qualifier la symétrisation est l'atténuation observée entre la fonction de transfert lorsque la plaque est excitée par un seul impact et la fonction de transfert lorsque la plaque est excitée par deux impacts symétriques.

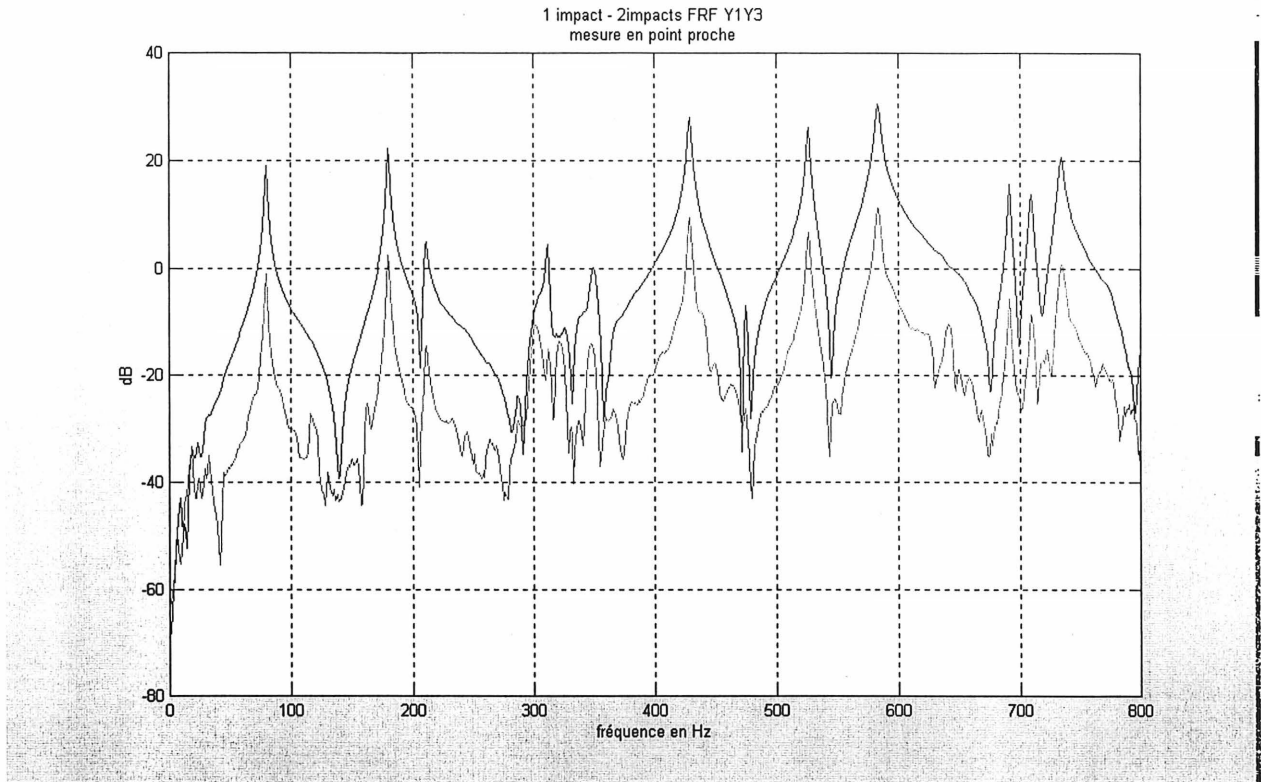


Figure 7-8 : mise en évidence de l'atténuation

On constate une atténuation de l'ordre de 20 dB aux niveau des résonnances. Par contre, les anti-résonnances sont peu ou pas atténuées. En fait, tout se passe comme ci les anti-résonnances de la courbe atténuée étaient noyées dans le bruit. Une solution pour remédier à ce problème pourrait être d'augmenter la force des impacts mais notre dispositif est limité par la puissance que peut débiter la carte pour alimenter les moteurs.

Néanmoins, la majorité de l'énergie étant concentrée dans les pics de résonance, le résultat obtenu est considéré comme suffisamment satisfaisant pour passer à la prochaine étape de l'étude expérimentale.

7.3 Tests en moment

Compte tenu des garanties démontrées par le système d'excitation et par la chaîne de mesure, il est possible de procéder au test final qui consiste à étudier la réponse vibratoire d'une plaque simplement appuyée soumise à une excitation en moment impulsionnelle.

Pour cela, un des deux points d'impact est décalé de 5 mm par rapport à l'autre. On s'intéressera uniquement à l'aspect fréquentiel en regardant les fonctions de transfert au point d'entraînement et avec un point d'observation éloigné.

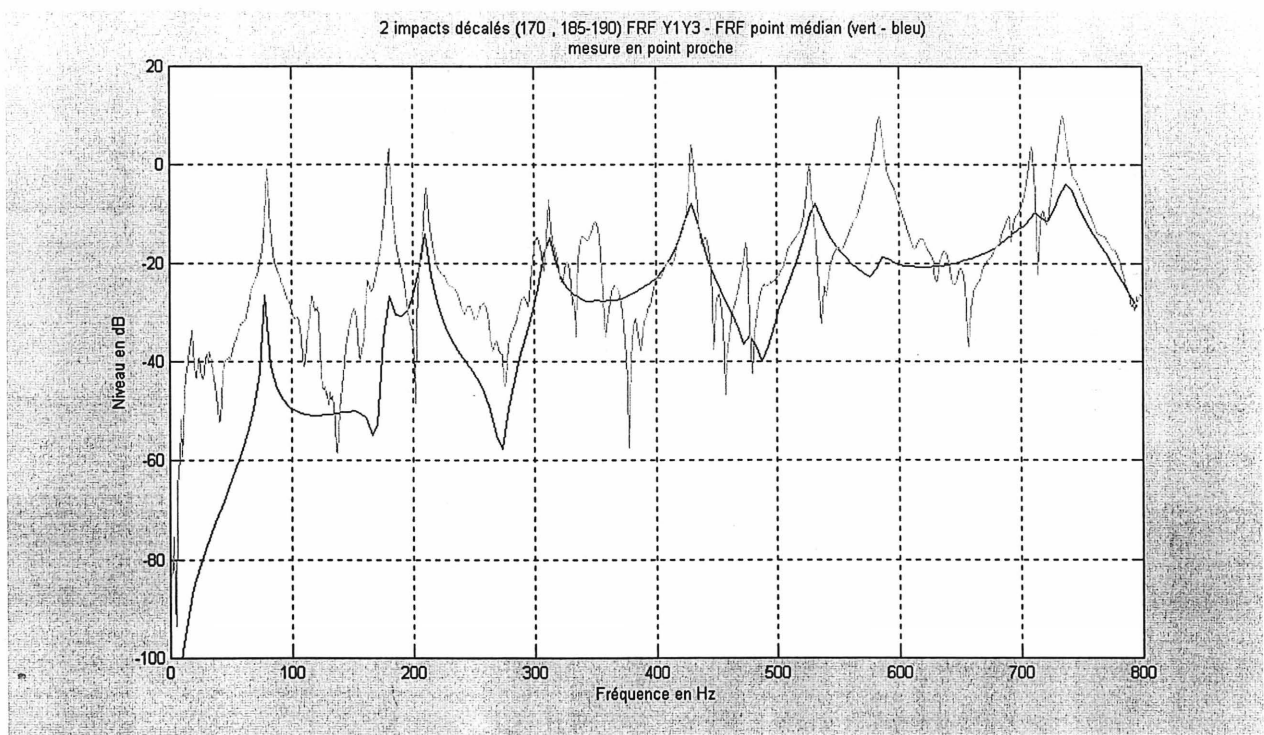


Figure 7-9 : test en moment – observation au point d'entraînement

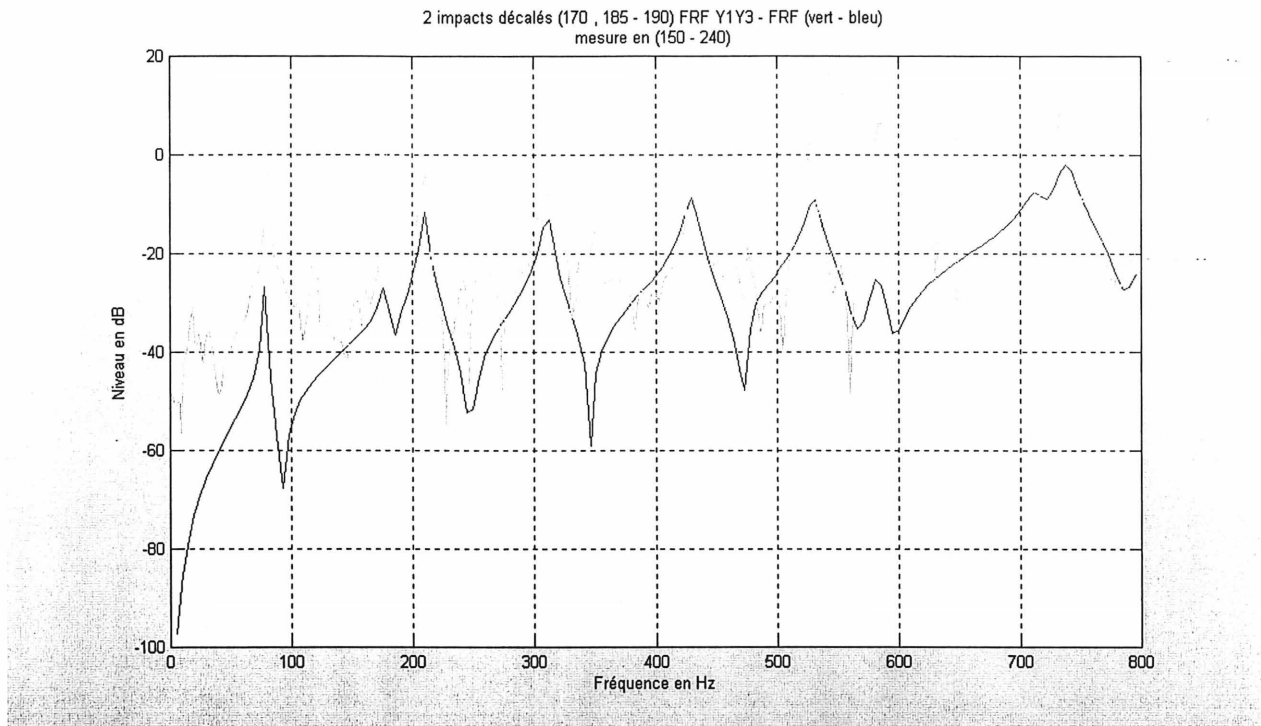


Figure 7-10 : test en moment – observation en un point éloigné

Les résultats expérimentaux (en vert) sont comparés aux résultats théoriques (en bleu). La position des pics de résonance semble correcte. Cependant, leur amplitude diffère entre la théorie et l'expérience. Sur certains modes, on note une différence de l'ordre de 10 dB, mais sur d'autres cela peut aller jusqu'à 40 dB.

Comme lors de la vérification de la symétrie des impacts, les anti-résonances semblent noyées dans le bruit. D'où la nécessité de vérifier si la plaque est suffisamment excitée.

Pour cela, on compare la fonction de transfert due à deux impacts symétriques réalisés un en face de l'autre et la fonction de transfert due à deux impacts symétriques décalés de 5 mm.

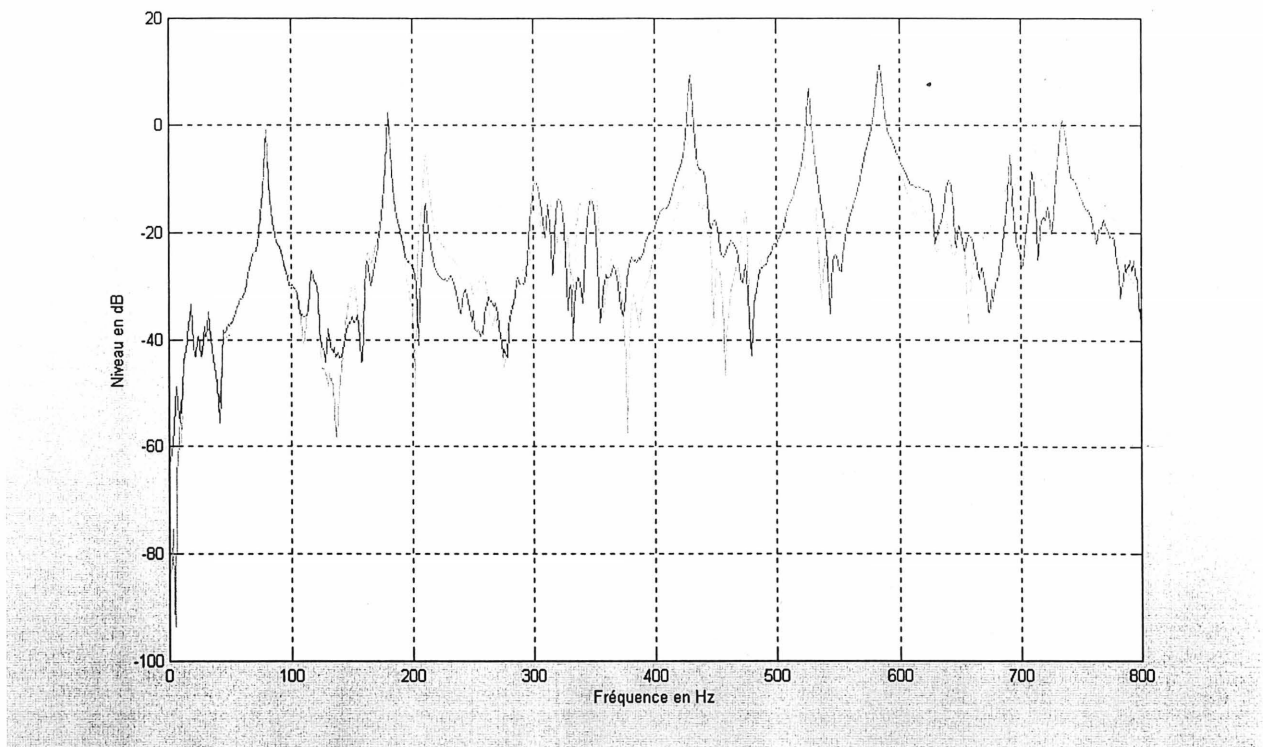


Figure 7-11 : vérification de l'excitation

La courbe en rouge représente le cas où les impacts sont en face alors que la courbe en vert représente le cas où les impacts sont décalés. Il semble donc qu'hormis à haute fréquence la force des impacts ne soit pas suffisante pour qu'on puisse parler d'excitation en moment.

D'où l'idée d'augmenter la distance entre les deux points d'impact afin d'accroître le « bras de levier ». Ceci pose le problème de la validité théorique de la simulation d'un couple ponctuel par deux forces symétriques.

Ce problème met en évidence l'influence d'un autre paramètre : l'épaisseur de la plaque. En effet, pour une même plage fréquentielle, moins la plaque est épaisse, plus les modes sont décalés vers les hautes fréquences. L'application du couple via des forces crée donc moins de biais pour une plaque épaisse car les modes dans la même plage fréquentiel ont des longueurs d'ondes plus grande.

Voici deux simulations réalisées avec un écartement de 10 cm, ce qui est important vis à vis des dimensions de la plaque. Dans la première, on a considéré une plaque épaisse de 2 mm et dans la seconde de 5 mm.

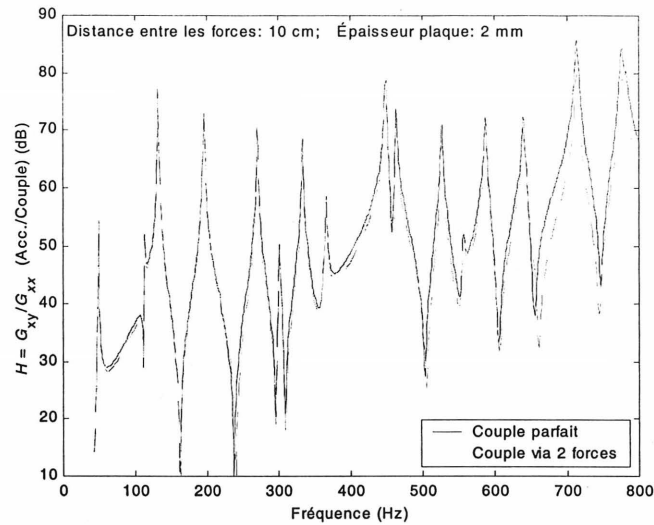


Figure 7-12 : validation théorique de la méthode d'excitation – plaque fine

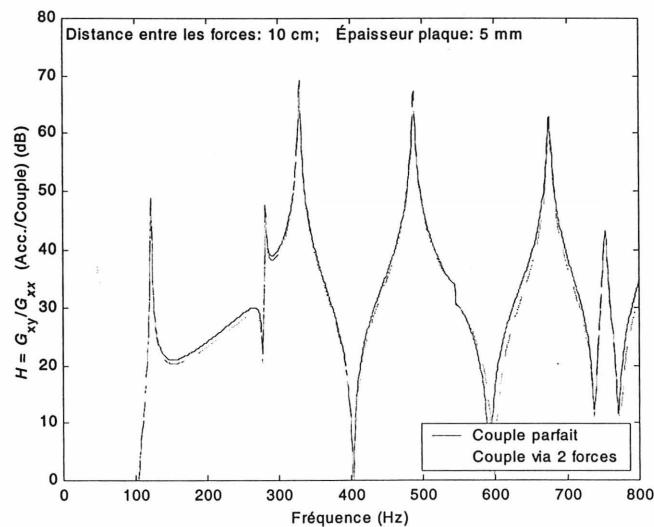


Figure 7-13 : validation théorique de la méthode d'excitation – plaque épaisse

En bleu est représentée la fonction de transfert entre l'accélération de la plaque et un couple ponctuel et en rouge la fonction de transfert entre l'accélération de la plaque et un couple simulé par deux impacts symétriques.

On constate qu'avec une plaque épaisse, si la densité modale est moindre, la coïncidence entre les FRF montre qu'il est légitime d'accroître la distance entre les points d'impact pour augmenter le moment appliqué.

Un nouveau test a donc été réalisé en prenant un écartement de 10 mm. Comme sur la figure 7-10, on compare les résultats expérimentaux aux résultats de la simulation numérique. De plus, afin de réduire l'influence du bruit de la mesure au vélocimètre laser, on a abandonné l'estimateur H1 au profit de H2 pour obtenir la FRF expérimentale.

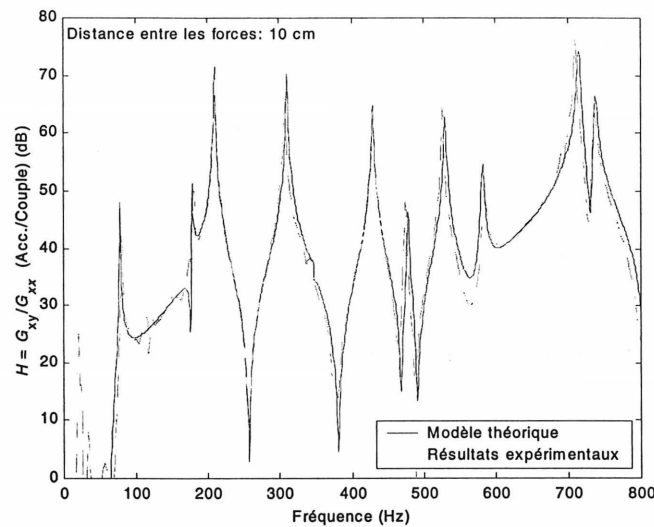


Figure 7-14 : test en moment – points d'impact écartés

Cette fois-ci, la position et l'amplitude des modes coïncide hormis aux très basses fréquences pour lesquelles la mesure au laser est inadaptée. On peut donc considérer que la méthode d'excitation par des impacts symétriques est valide et que le système développé est capable d'exciter localement une structure par un moment impulsif, ce qui était l'objectif de ce projet.

CONCLUSION

Après avoir décrit le principe de la méthode étudiée dans ce projet et expliqué son intérêt par rapport aux solutions déjà existantes, nous avons présenté la mise en œuvre de son développement.

Ainsi, la première étape fût de réaliser un seul impact sur une structure. Ceci impliquait à la fois la conception de la plate-forme expérimentale et l'élaboration du programme de contrôle. Une fois cette phase du projet validée expérimentalement, nous sommes passés à la réalisation de deux impacts contrôlés.

Si l'adaptation du montage expérimental ne présentait pas de difficultés majeures, nous avons pu constater que la mise en place d'un algorithme de pilotage capable de gérer deux moteurs avec un seul *DSP* a nécessité le développement d'une gestion intelligente des paramètres des deux actionneurs.

Les essais effectués, en s'appuyant sur les courants dans les enroulements de chacun des deux moteurs, ont démontré l'efficacité du pilotage. Etant donné la répétitivité excellente et les niveaux de forces très satisfaisants observés avec un seul impact, nous sommes convaincu de l'aptitude du système développé dans ce projet à générer deux impacts synchronisés et de même force afin d'obtenir un moment.

-

L'expérience envisagée pour mettre au point la méthode consiste à positionner les deux actionneurs de part et d'autre d'une plaque de façon à ce que les deux impacts aient lieu exactement en face l'un de l'autre. On cherchera alors à minimiser la réponse de la plaque. Si on atteint un niveau suffisamment faible, par rapport au niveau d'excitation généré par un impact seul, cela prouvera qu'on est capable d'atteindre la qualité de contrôle nécessaire à la réalisation d'un moment.

Si, comme nous en sommes persuadés, on parvient à mettre au point cette méthode, alors une exploitation commerciale pourra être envisagée très sérieusement. En effet, parmi toutes les qualités de ce procédé, sa simplicité constituera alors un argument de poids.

ANNEXE 1
REALISATION D'IMPACTS SYMETRIQUES
MODE D'EMPLOI

La réalisation d'impacts symétriques se fait en deux étapes :

On recherche les paramètres permettant d'obtenir des impacts symétriques à l'aide du programme `synchro.out` . Il suffit de lancer le programme et celui-ci ne s'arrête que quand il a réussi. Les paramètres sont alors chargés en mémoire au bon endroit pour être utilisés.

On charge ensuite le programme `impacts.out` . Il permet de réaliser un certain nombre d'impacts (5 par défaut). Il utilise directement les paramètres qui viennent d'être calculés par `synchro.out` .

Il est fortement recommandé de lire l'intégralité du présent document avant de manipuler, Ceci afin d'éviter entre autres des fausses manœuvres qui pourraient endommager un appareil.

-

A. CONFIGURATION MATERIELLE

Le centre de tout le dispositif est la carte sur laquelle est monté le DSP. Elle dispose de 4 entrées/sorties :

- un lien série vers le PC (câble RS-232)
- une entrée d'alimentation vers une source 15 V continue.
- 3 sorties pour alimenter les moteurs
- 2 entrées pour le convertisseur analogique-numérique

Les 3 sorties d'alimentation du moteur, motor phase U, motor phase V et motor phase W se trouvent sur le connecteur J10 de la carte (cf. la documentation de Technosoft). Les connexions à effectuer sont les suivantes :

- motor phase U – fil noir du moteur A
- motor phase V – fil gris du moteur B
- motor phase W – fil blanc de chacun des deux moteurs

On désigne comme moteur A celui qui entraîne le marteau dont le numéro de série est 12369, que l'on appellera marteau 1.

On désigne comme moteur B celui qui entraîne le marteau dont le numéro de série est 12370, que l'on appellera marteau 2.

L'entrée 1 du convertisseur analogique numérique doit être connectée au marteau 1.

L'entrée 2 du convertisseur analogique numérique doit être connectée au marteau 2.

A noter aussi que le connecteur destiné au codeur incrémental n'est d'Aucune utilité pour cette application. Il n'est donc pas nécessaire de le relier à un moteur.

Voici un schéma qui résume toutes les connexions utiles :

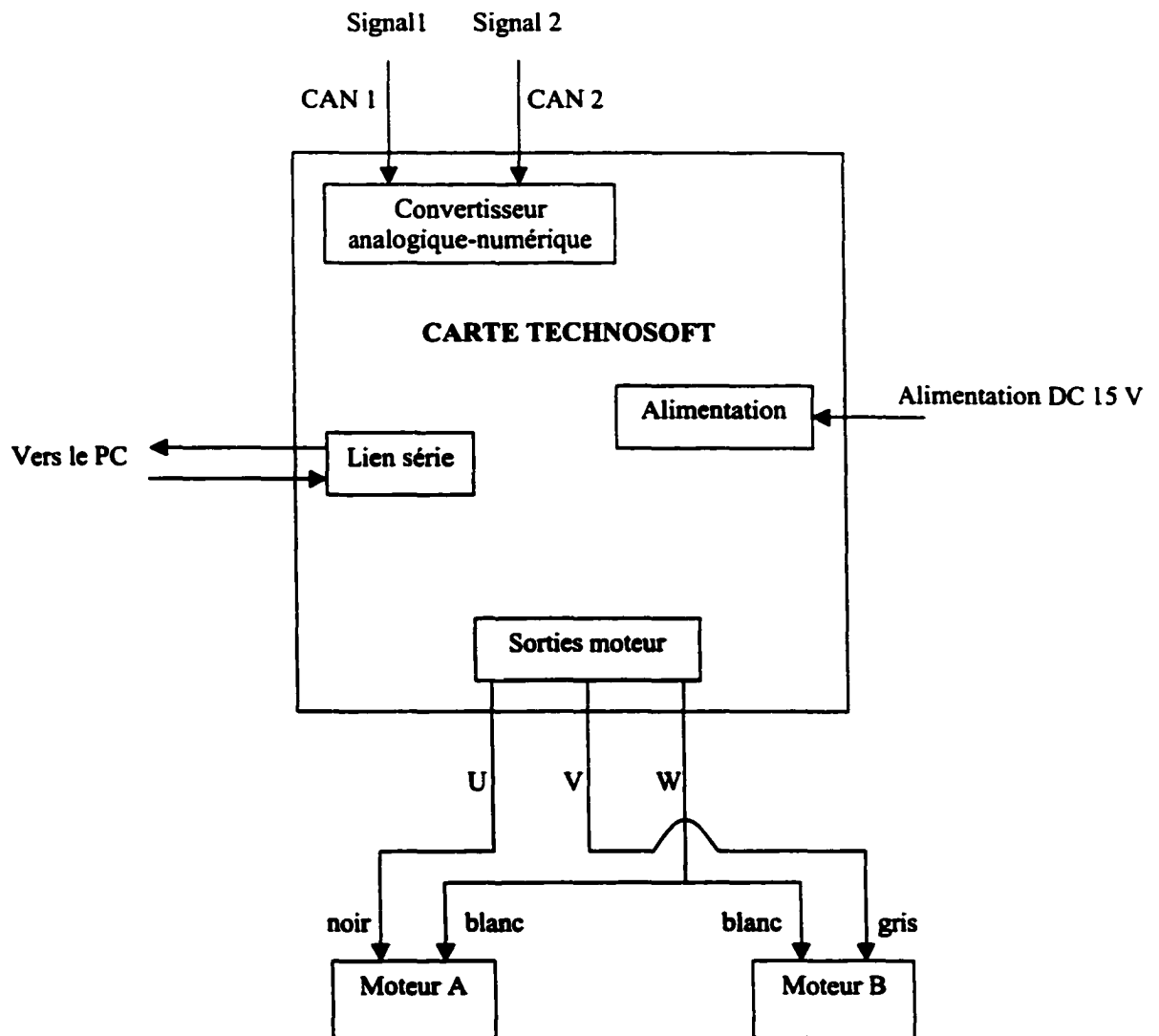


Figure 7-15 : schéma des connexions de la carte

Voici la chaîne de mesure comportant seulement les éléments essentiels :

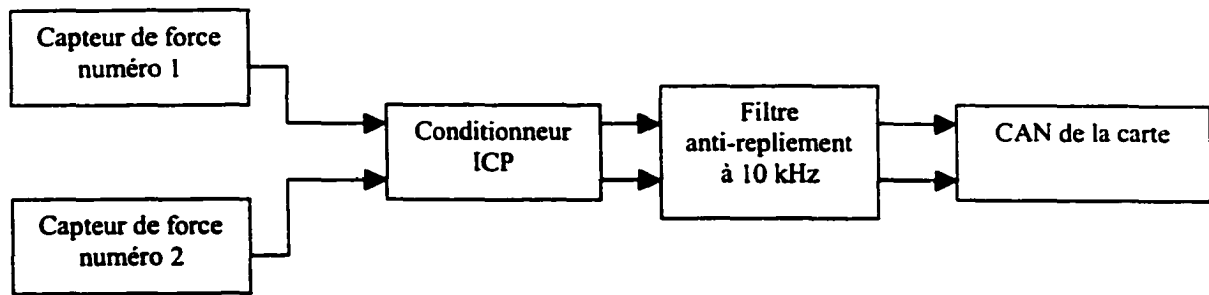


Figure 7-16 : chaîne de mesure

Le filtre utilisé est le Rockland bi-canaux.. Il assure uniquement une fonction anti-repliement. Il est configuré de la façon suivante : passe-bas, 0 gain, fréquence de coupure à 10 kHz et flat amplitude. On pourrait utiliser un autre filtre mais le Rockland a montré qu'il fonctionnait bien. En particulier, il n'introduit pas délai entre les deux signaux.

Pour éviter tout endommagement à cause de pics de tensions éventuels, il est vivement recommandé de commencer par mettre le filtre sous tension avant de le connecter au reste de la chaîne de mesure. Si un oscilloscope ou un analyseur doivent être rajoutés à la chaîne de mesure, il convient de les placer à la sortie du filtre, en parallèle de la carte.

Cette photographie du montage aide à mieux comprendre la disposition des appareils :

-

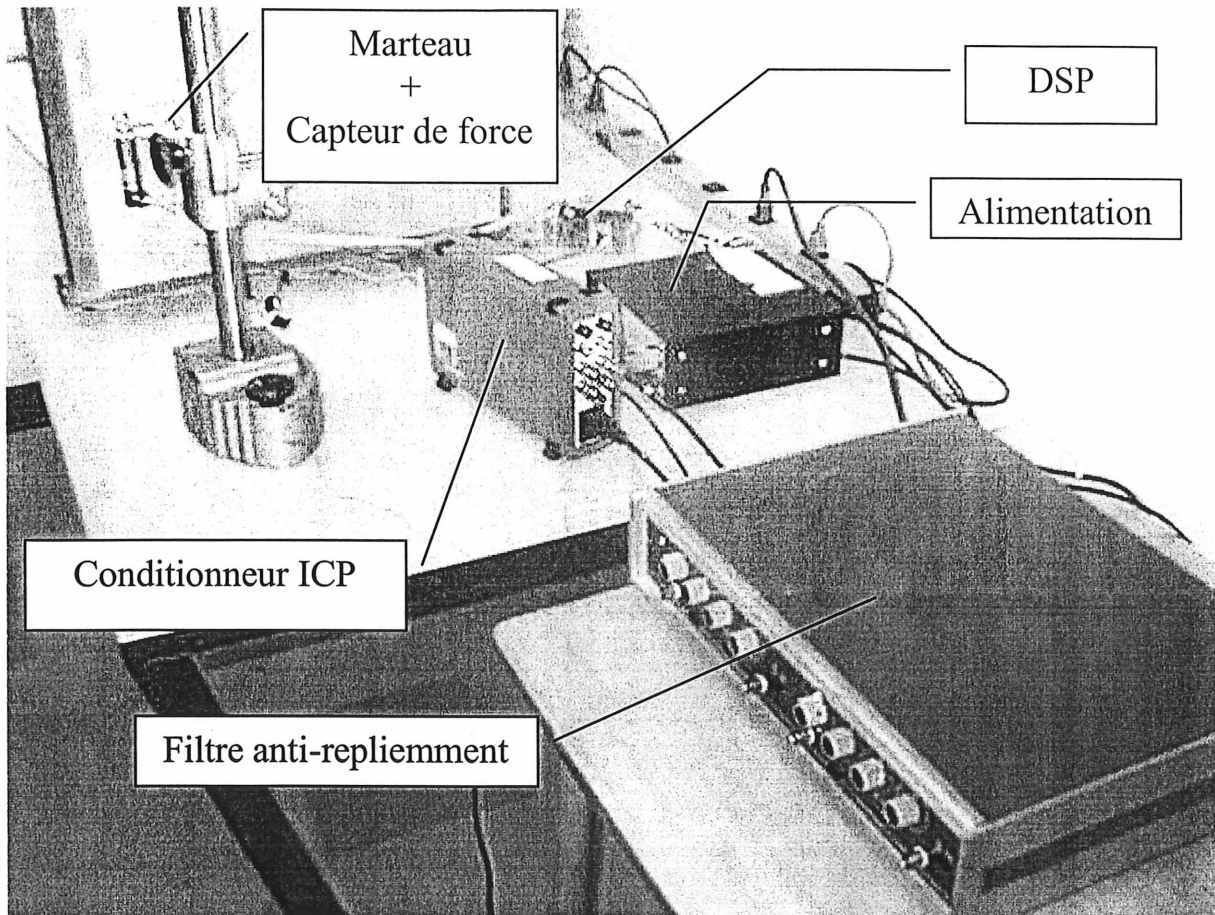


Figure 7-17 : dispositif expérimental

Le programme `synchro.out` est conçu pour trouver tout seul les paramètres permettant d'obtenir des impacts symétriques mais il vaut mieux le placer au départ dans une configuration favorable. En particulier, la durée de l'acquisition réalisée par le DSP est limitée et déclenchée par logiciel : il se peut donc qu'un des impacts ait lieu hors de cet intervalle d'acquisition. Pour éviter cela, on conseille d'adopter la configuration de départ suivante :

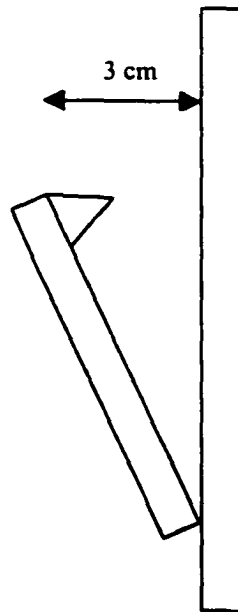


Figure 7-18 : configuration de départ conseillée

B. CHARGEMENT DU PROGRAMME SYNCHRO.OUT



- Lancer le moniteur de Technosoft :
- Charger synchro.out en RAM. Pour cela il faut taper :

"l" <enter>

"synchro.out" <enter>

- Exécuter le programme en tapant :

"r" <enter>

"8000" <enter>



```
DSP>h
Help menu. Commands:
H/h/? = Help
D = Display program memory
d = Display data memory
M = Modify program memory
m = Modify data memory
F = Fill program memory
f = Fill data memory
S = Save program memory on file
s = Save data memory on file
i = Inspect data memory location
a = Adjust data memory location
x = Set/reset XON-XOFF handshake
p = Set/reset checksum protocol
b = Set serial baud rate
c = Configure DARAM B0 as PM/DM
L = Download program in Flash
l = Download program in RAM
r = Run program
q = Quit
DSP>l
Download COFF object file in RAM memory
File name (and extension): synchro.out
Section .text OK.

Download OK
Entry Point: 0x8000
DSP>r
Run program
Start address [hexa]: 8000
```

PC Monitor for Motion Control Kit MCK240. (c) Copyright Technosoft 1997

Figure 7-19 : exemple d'utilisation de synchro.out

C. CHARGEMENT DU PROGRAMME IMPACTS.OUT



- Lancer le moniteur de Technosoft :
- Charger impacts.out en RAM. Pour cela il faut taper :

"l" <enter>

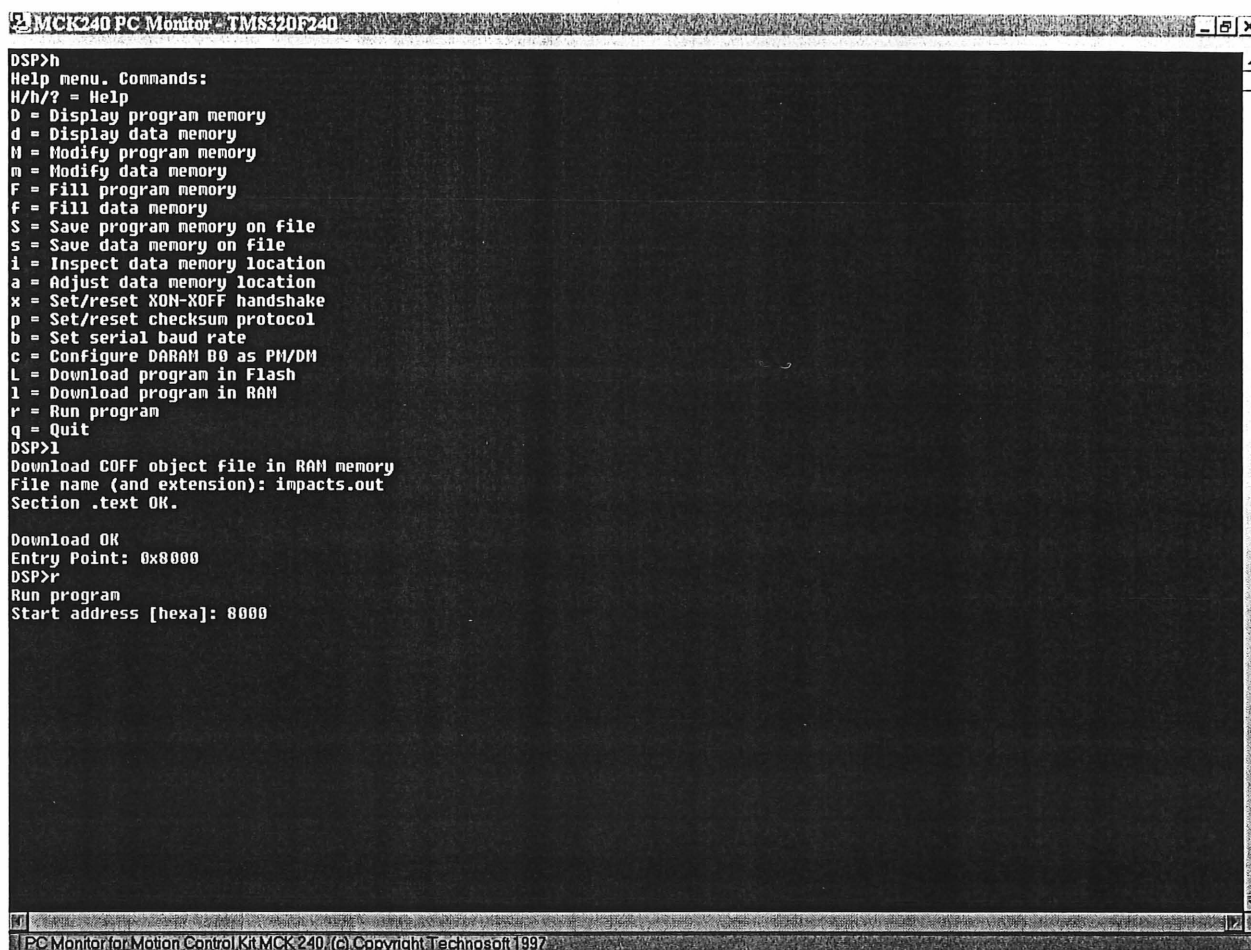
"impacts.out" <enter>

- Exécuter le programme en tapant :

"r" <enter>

"8000" <enter>

-



```
DSP>h
Help menu. Commands:
H/h/? = Help
D = Display program memory
d = Display data memory
M = Modify program memory
m = Modify data memory
F = Fill program memory
f = Fill data memory
S = Save program memory on file
s = Save data memory on file
i = Inspect data memory location
a = Adjust data memory location
x = Set/reset XON-XOFF handshake
p = Set/reset checksum protocol
b = Set serial baud rate
c = Configure DARAM B0 as PH/DH
L = Download program in Flash
l = Download program in RAM
r = Run program
q = Quit
DSP>l
Download COFF object file in RAM memory
File name (and extension): impacts.out
Section .text OK.

Download OK
Entry Point: 0x8000
DSP>r
Run program
Start address [hexa]: 8000
```

PC Monitor for Motion Control Kit MCK 240, (c) Copyright Technosoft 1997

Figure 7-20 : exemple d'utilisation d'impacts.out

D. PROBLEMES EVENTUELS

1. En cas de double impact

Le double impact est un phénomène bien connu dans le domaine de l'analyse vibratoire des structures par impact. Bien que le système développé ne garantisse pas qu'il n'apparaîtra pas, il offre, en plus des solutions traditionnelles, une possibilité de limiter son amplitude par la voie logicielle. Néanmoins celle-ci ne sont pas développées dans le présent manuel car elles nécessitent de modifier la source du programme et de le re-compiler. Elles seront cependant présentées dans le mémoire.

2. Pour ne faire qu'un seul impact

La séquence de pilotage se décompose en plusieurs étapes. Pour chacune de ces étapes, on peut paramétrer l'instant de début, l'instant de fin, ainsi que la vitesse de rotation du moteur. Pour modifier ces paramètres, il n'est pas nécessaire de recompiler le code de contrôle. Il suffit de modifier la valeur des variables adéquates à l'aide du moniteur.

Voici un extrait de la carte mémoire indiquant la localisation des paramètres de contrôle :

9004 : COMPA
9005 : COMPA1
9006 : COMPA2
9007 : COMPA4
9008 : COMPA5
9009 : COMPB
900A : COMPB1
900B : COMPB2
900C : COMPB4
900D : COMPB5
900E : PHASE_1_A
900F : PHASE_2_A
9010 : PHASE_3_A
9011 : PHASE_4_A

9012 : PHASE_5_A
9013 : PHASE_1_B
9014 : PHASE_2_B
9015 : PHASE_3_B
9016 : PHASE_4_B
9017 : PHASE_5_B

Il y a en tout 5 étapes dans la séquence de pilotage qui sont les suivantes :

Etape 1 : le marteau est calé contre la butée

Etape 2 : le marteau est lancé vers la structure

Etape 3 : le moteur est en roue libre

Etape 4 : le marteau est rappelé fortement

Etape 5 : le marteau est ramené contre la butée

Les variables COMPAx et COMPBx règlent le rapport cyclique du signal PWM commandant les moteurs A et B pendant l'étape x. Ce rapport cyclique est proportionnel à la force de l'impact. Les variables Phase_x_A et Phase_x_B déterminent le début de l'étape x pour les moteurs A et B.

En pratique, l'étape 3 est supprimée car elle n'est pas nécessaire à la réalisation d'un impact propre. Pour cela, on veillera toujours à faire en sorte que les variables Phase_3_A et Phase_4_A aient la même valeur de même que les variables Phase_3_B et Phase_4_B.

Supposons qu'on veuille actionner seulement le moteur B et pas le moteur A. Il suffit de remplacer la valeur de Phase_5_A par la valeur courante de Phase_2_A. Ainsi le programme va en quelque sorte court-circuiter les étapes de la séquence de pilotage où le moteur est réellement actif. On agirait de façon similaire si on voulait actionner seulement le moteur B.

ATTENTION : On ne doit modifier aucune autre variable que Phase_5_A ou Phase_5_B. Leur valeur par défaut est 4268h soit 17000 dans le système décimal.

. Il faut donc commencer par lire la valeur de Phase_2_A

Pour lire la valeur d'une variable à l'aide du moniteur, la marche à suivre est la suivante :

- Taper "d" <enter>
- Entrer l'adresse de la variable à lire telle que définie dans la carte ci-dessus

Pour modifier la valeur d'une variable à l'aide du moniteur, la marche à suivre est la suivante :

- Taper "m" <enter>
- Entrer l'adresse de la variable à modifier telle que définie dans la carte ci-dessus
- Entrer la nouvelle valeur que l'on veut donner à la variable. Les instants de début des étapes doivent être compris entre 15000 et 17048. Attention ces valeurs sont définies en base décimale alors que le moniteur demande des valeurs en base hexadécimale.
- Taper "."

3. Risque de saturation

Un overload peut survenir dans l'acquisition au niveau du conditionneur ICP ou un overflow peut intervenir dans le calcul au niveau des termes prépondérants de l'intercorrélation. Dans les deux cas, une solution simple et efficace consiste à adapter le coefficient de multiplication du signal sur le conditionneur. L'expérience a montré qu'un coefficient multiplicateur de 10 fonctionne parfaitement.

E. RAPATRIEMENT DES DONNEES

L'acquisition des signaux fournis par les capteurs de force est stockée dans la RAM du DSP. Le signal du premier capteur de force se trouve dans la zone mémoire comprise entre les adresses A000h et A7FFh tandis que celui du second capteur de force se trouve entre A800h et AFFFh. Sachant que l'on dispose d'un point sur chaque signal toutes les périodes d'échantillonnage et que celle-ci vaut 50 μ s on dispose donc d'une acquisition qui dure $2048 \times 0.5 = 10.24$ ms. Quant au résultat de l'intercorrélation des deux signaux il est stocké sur la plage allant de B001h à BFFFh. Pour visualiser ces impacts il convient de rapatrier ces données sur un PC via le lien série. Pour cela, on a recours à une autre fonction du moniteur. Voici la marche à suivre :

- Taper "s" <enter>
- Entrer l'adresse de départ de la zone mémoire que l'on veut télécharger
- Taper <espace>
- Entrer l'adresse de fin de la zone mémoire que l'on veut télécharger
- Taper <espace>
- Entrer le nom du fichier dans lequel on désire mettre les données muni de son extension
- Taper <enter>

Une extension « .txt » est conseillée afin de faciliter l'exploitation future des données.

Il est à noter aussi que les valeurs stockées sur la carte le sont sur 16 bits non signés et que la représentation des nombres négatifs peut nécessiter une adaptation par rapport à la représentation sur un PC.

La référence du conditionneur analogique numérique, la valeur qui correspond à une tension nulle, est 512.

Le fichier dans lequel on récupère les données se retrouve automatiquement dans le même répertoire que celui où se trouve le moniteur.

Attention, le moniteur et les fichiers objets tels que synchro.out et impacts.out doivent se trouver dans le même répertoire.

BIBLIOGRAPHIE

- BROWN, D. *Weaknesses of Impact Testing*, IMAC, Cincinnati, Structural dynamics research lab.
- COMSTOCK, T. *Improving exciter performance in modal testing*, Marti, University TN.
- DALMASO, J.L. (1985) *Machines tournantes à courant alternatif*, BELIN.
- DREW, S., STONE, B. *Impact excitation of torsional vibration systems*, Nedlands, University of Western Australia.
- IVARSON, L., SANDERSON, M. *Comparison of some moment mobility measuring methods*, IMAC.
- IVARSON, L., SANDERSON, M. *MIMO techniques for simultaneous measurements of translational and rotational mobilities*, IMAC.
- PETERSSON, B. (Août 1991) *Structural acoustic power transmission by point moment and force excitation, Part II : plate-like structures*, Journal of Sound and Vibration, TNO Institute of applied physics, Netherlands, vol. 160, n° 1, p. 67-91.
- SANDERSON, M. (Octobre 1993) *Direct measurement of moment mobility, Part II: an experimental study*, Journal of Sound and Vibration, Gothenburg, University of Technology, vol. 179, n° 4, p. 669-684.
- SANDERSON, M., FREDÖ, C. (Octobre 1993) *Direct measurement of moment mobility, Part I: a theoretical study*, Journal of Sound and Vibration, Gothenburg, University of Technology, vol. 179, n° 4, p. 669-684.
- TAWFIQ, I., VINH, T., CHOUYCHAI, T. (Octobre 1996) *A new approach to impact testing Instrumentation using an electronic slave hammer*, Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 11, n° 2, p. 269-285.
- TECHNOSOFT (1997) *MCK240 User Manual*, Ruvigliana.
- TEXAS INSTRUMENTS Europe (Février 1998) *Field Oriented Control of 3-Phase AC-Motors*, ref. BPRA073.
- TEXAS INSTRUMENTS Europe (Juillet 1997) *Implementation of a speed controlled brushless DC drive using TMS320F240*, ref. BPRA064.
- TEXAS INSTRUMENTS Europe (Mars 1997) *DSP solutions for BLDC motors*, ref. BPRA055.
- TEXAS INSTRUMENTS, (1995) *TMS320C1x/C2x/C2xx/C5x Assembly Language Tools*, Dallas.

TEXAS INSTRUMENTS, (1997) *Reference Set*, Dallas, Volume 1.

TEXAS INSTRUMENTS, (1997) *Reference Set*, Dallas, Volume 2.

TRETHEWEY, M.. *Structural Impact Testing Force Spectra*.

TRETHEWEY, W. *Structural impact testing force spectra*, Penn State University.